LE HAUT-PARLEUR

BANC D'ESSAIS : 20 MAGNETOSCOPES

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO. ELECTRONIQUE. REALISATIONS

Suisse : 6,50 F.S. • Belgique : 145 F.B. • Espagne : 500 Ptas • Canada : Can $ 3,75 • Luxembourg : 148 F.L.



NOUVELLES FREQUENCES DES EMETTEURS FM
de la région parisienne

Réalisez:

UN ANALYSEUR DE SPECTRE

COMMANDE ELECTRONIQUE D'UN ROTOR D'ANTENNE

UNE SERRURE ELECTRONIQUE PROGRAMMABLE

LE MAGNETOSCOPE HITACHI VT 420S

T 1843 - 1745 - 21,00 F

3791843021006 17450

15 OCTOBRE 1987
N° 1745 - LXIIe ANNÉE



Notre couverture :

Magnétoscope Hitachi VT-420 S. Le tout dernier VHS HQ Secam de Hitachi est beau, élancé même, avec ses 81 mm de hauteur (record en matière de VHS de salon). C'est un trois têtes, donc parfaitement à l'aise lorsque l'on sollicite des fonctions de défilement ou d'effets spéciaux : arrêt sur image, ralenti, etc., restitués sans barre de bruit ni tressaillement. Il est doté d'une télécommande à infrarouge intégrale avec visualisation sur écran LCD, permettant la programmation sur 99 ans. Son tuner interbande intégré permet la réception de 79 canaux, dont ceux acheminés par câble, et lui assure, via une prise Scart supplémentaire, une totale compatibilité avec Canal Plus. Caratéristiques détaillées page 68.

Fond : Gamma. Doc. : Hitachi. Conception : D. Dumas.

LE HAUT-PARLEUR

2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Président-directeur général et Directeur de la publication : **M. SCHOCK**
Directeur honoraire : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Rédacteurs en chef adjoints : **G. LE DORÉ**, **Ch. PANNEL**
Abonnements : **O. LESAUVAGE**
Directeur des ventes : **J. PETAUTON**
Promotion : S.A.P., **Mauricette EHLINGER**
70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 16 (1) 42.00.33.05

ADMINISTRATION - REDACTION - VENTES
SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 300 000 F

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 379360

Directeur commercial : *Jean-Pierre REITER*
Chef de Publicité : *Patricia BRETON*
assistée de : *Joëlle HEILMANN*





Distribué par « Transport Presse »
Commission paritaire **N° 56 701**

Dépôt légal : Octobre 1987 - N° EDITEUR : 1028
ABONNEMENTS 12 numéros : 252 F
Voir notre tarif spécial abonnements page 190

REALISATIONS

LES REALISATIONS « FLASH »



Sommaire

Nº 1745

BANC D'ESSAIS



INFORMATION



Un revendeur de composants électroniques à Tokyo.

INITIATION



DOCUMENTATION

DIVERS

LA TELEVISION COULEUR NUMERIQUE

Le système D2 MAC/PAQUETS

Nous poursuivons aujourd'hui notre présentation générale du système D2 Mac Paquets avec la description du format des signaux. Nous aborderons ensuite les problèmes de réalisation de récepteurs TV à cette norme ; problèmes qui sont encore loin d'être résolus en cette fin d'année 1987.

CE QUE DIT LA NORME

Nous avons vu, le mois dernier, quel était le principe de codage des informations à transmettre avec ce système. Nous vous proposons donc aujourd'hui de décrire plus précisément les diverses composantes du signal en nous référant directement à la norme officielle publiée par l'UER.

Nous ne reviendrons pas sur le fait que l'analyse de l'image se fait de gauche à droite et de haut en bas avec un rapport d'entrelacement de 2 et un nombre de lignes égal à 625 puisque c'est déjà le cas en télévision « classique ».

Pour l'instant, le format d'image est conservé identique à celui de la télévision classique, à savoir 4/3, mais des possibilités d'évolution ultérieures sont prévues, par action sur deux paramètres, pour passer à un rapport de type 5/3 plus proche du cinéma que le rapport actuel.

Il est beaucoup plus intéressant de noter, par contre, que les signaux de luminance et de chrominance subissent une compression temporelle afin de pouvoir « tenir » dans la durée d'une ligne comme représenté schématiquement sur la figure 2 publiée le mois dernier. Rappelons que le fait de placer à la suite les uns des autres les signaux son, luminance et chrominance (ou plus exactement différence de couleur) permet une séparation parfaite de ces trois éléments.

Cette compression temporelle impose bien évidemment, au niveau des récepteurs D2 Mac, une décompression capable de restituer des données correctes. Le processus fonctionne de la façon suivante.

Le signal d'image (luminance ou chrominance) est échantillonné avec une certaine fréquence d'horloge et les échantillons obtenus sont rangés en mémoire vive. Cette mémoire est ensuite relue avec une horloge de vitesse supérieure ou inférieure à celle d'échantillonnage selon que l'on souhaite compresser ou décompresser. Le rapport de compression de la luminance est de 3/2 alors que celui de la chrominance est de 3/1. La fréquence d'échantillonnage théorique est fixée par la norme à 20,25 MHz.

LES SYNCHRONISATIONS

Qui dit signal vidéo dit évidemment signaux de synchronisation ligne et trame, et ceux-ci sont bien sûr présents, dans le système D2 Mac, sous forme numérique. Examinez pour cela la figure 1 qui représente, de façon aussi détaillée que possible la structure d'une trame D2 Mac.

Comme vous pouvez le constater, chaque ligne est assortie d'un mot de synchronisation de 6 bits qui fournit bien évidemment la synchronisation ligne, mais également et si cela est nécessaire la synchronisation trame. Réciproquement, chaque trame contient un mot de synchronisation trame qui permet de réaliser la synchronisation ligne par simple comptage.

Chaque ligne, hormis les lignes 624 et 625 dont le rôle est un peu particulier, commence par un paquet de 99 bits utilisés pour véhiculer les voies sons numériques associées à l'image. On dispose ainsi d'un peu plus de 60 000 bits utiles par trame, ce qui, compte tenu des procédés de codage numérique du son, permet d'associer à une image quatre voies son « haute fidélité » (ou deux voies stéréo par exemple).

La ligne 624 quant à elle contient un certain nombre de signaux de référence analogiques et numériques qui ont pour but :

– de simplifier l'alignement et la régulation de niveau des signaux ;
– de permettre l'auto-égalisation des signaux numériques et vidéo, ce qui peut être utile sur des voies de transmission très perturbées ;
– de laisser le champ libre pour la spécification d'autres signaux de référence afin d'accroître les possibilités de traitement numérique des signaux reçus.

La ligne 625 contient le mot de synchronisation trame dont nous avons déjà parlé ci-avant ainsi que des données d'identification de services. Ces données permettent d'identifier et de choisir, au niveau de l'utilisateur que vous êtes (ou plutôt que vous serez), les services proposés par le fournisseur de programme (type ou langue du son, affichage de pages d'informations selon le standard Télétexte, etc.).

COMMENT DECODER TOUT CELA

Bien que nous n'ayons fait qu'effleurer les éléments de la norme D2 Mac (qui comporte plus de 500 pages format 21 x 29,7), vous devez commencer à avoir une idée de la complexité des techniques à mettre en œuvre pour décoder de tels signaux.

Cette complexité se trouve accrue par le fait qu'à l'heure actuelle il n'existe sur le mar-

ché aucun circuit « industriel » de décodage D2 Mac prévu pour des applications « grand public ». Seuls quelques circuits commencent à être annoncés chez des fabricants peu connus tel Sorep qui, sous licence CCETT, développe un certain nombre de boîtiers destinés à un décodeur D2 Mac haut de gamme (et donc hors de portée des particuliers que nous sommes).
SGS, Thomsons et Matra Harris auraient, paraît-il, proposé des circuits, mais nous n'avons ni documentation ni information précise à leur sujet.
Ne soyez donc pas déçus si vous ne trouvez dans cet article aucun schéma ou synoptique de récepteur D2 Mac. Nous n'avons pas honte de le dire : nous sommes incapables de vous en proposer un car nous nous refusons à recopier les quelques synoptiques que l'on peut trouver dans diverses documentations ou publications actuelles qui relèvent plus du rêve d'un électronicien en mal de schéma que de ce que seront les décodeurs D2 Mac grand public.

UN AVIS PERSONNEL

Au travers de ces quelques lignes vous devez sentir transparaître un malaise à propos du D2 Mac/Paquets. En effet, tout le monde en parle, tout le monde présente cela comme le standard de l'avenir mais, pour l'instant, rien ne se passe. Aucun circuit n'existe pour des applications grand public qui sont pourtant les seules à pouvoir faire baisser les coûts vu le nombre d'exemplaires à produire. Les émissions ne sont qu'expérimentales et rarissimes et sont surtout utilisées lors de salons spécialisés.
L'avenir du D2 Mac/Paquets est donc, pour l'instant et à notre avis, assez sombre. Si un revirement de situation ne se produit pas rapidement avec démarrage d'émission et commercialisation de circuits adéquats, nous nous demandons si ce standard n'aura pas vécu sans jamais avoir réellement existé. Souhaitons qu'il n'en soit rien...

CONCLUSION

Nous sommes arrivés au terme de cette série et, comme vous sans doute, nous restons sur notre faim. En effet, nous avons entrepris cette présentation avec, pour seule base de départ, les spécifications éditées par l'UER. Nous espérions vivement que les fabricants de circuits intégrés dédiés à la télévision mettraient les bouchées doubles et que, arrivé à ce stade de notre série, il nous serait possible de vous proposer quelque chose de concret à vous « mettre sous la dent ». Il n'en n'est hélas rien et, plus grave encore, nous ne voyons rien venir dans un proche avenir. Force nous est donc d'en rester là, tout du moins pour l'instant.
Il est bien évident que si quelque chose de sérieux vient à se passer en ce domaine, nous ne manquerons pas de nous y intéresser et de vous en informer. Ne rêvez pas trop tout de même, un décodeur D2 Mac/Paquets à faire soi-même dans nos colonnes, ce n'est pas pour demain...

C. TAVERNIER

Nota : Les informations relatives à la norme MAC ainsi que la figure 1 sont extraites du document intitulé « Spécifications des systèmes de la famille MAC/Paquets » édité par l'UER.

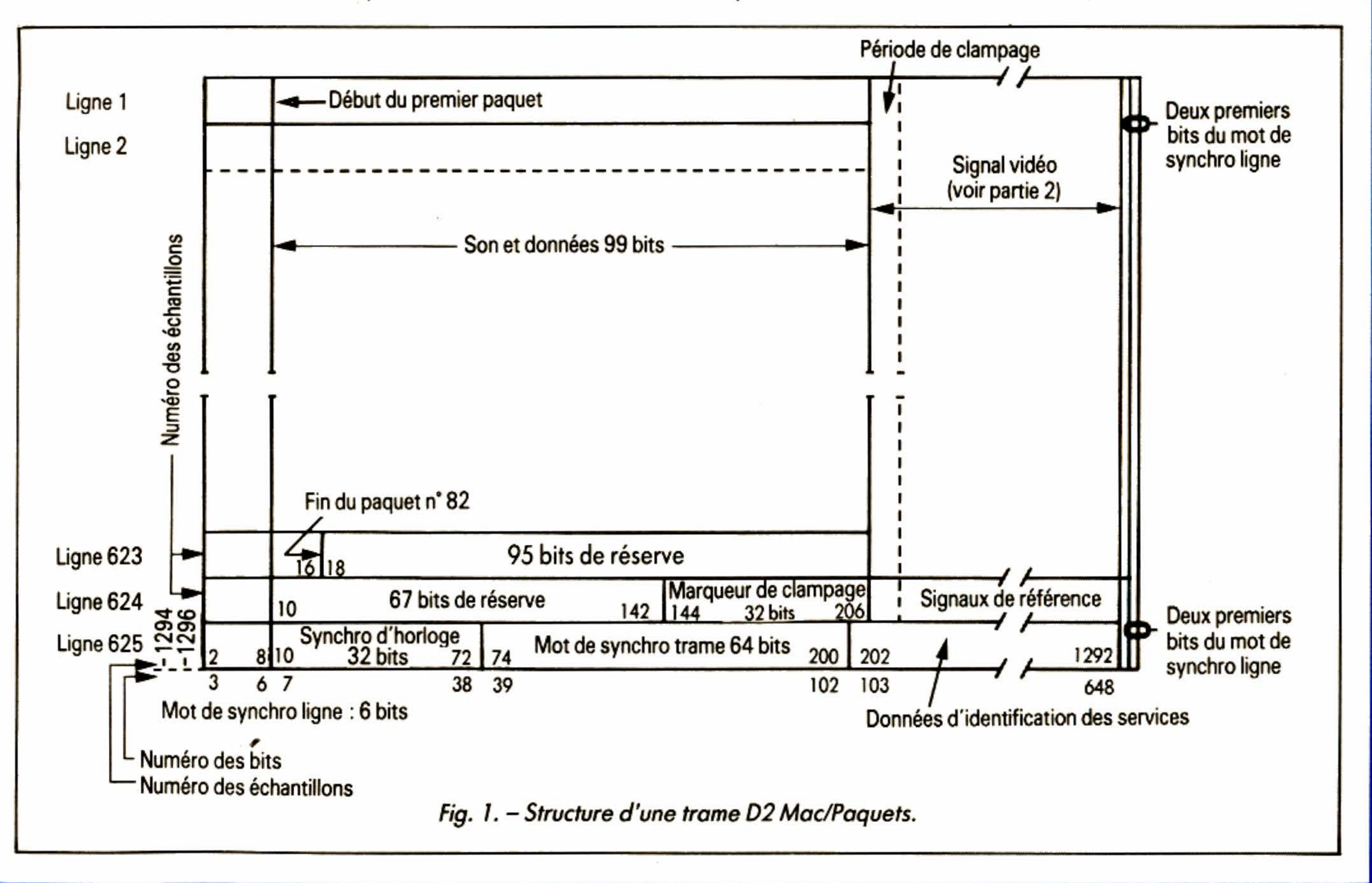


Fig. 1. – Structure d'une trame D2 Mac/Paquets.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Mesure d'une FCEM par la méthode d'opposition

ENONCE

Un générateur de fem rigoureusement constante e et une pile de fem e', tous deux de résistance interne négligeable devant les autres résistances du circuit, sont montés en opposition (voir fig. 1). AB est un fil résistant de valeur totale R, C un contact mobile délimitant une résistance AC de valeur r, G un galvanomètre de résistance g.

1° En déplaçant le curseur C, on règle r pour qu'aucun courant ne traverse le galvanomètre. Quelle relation simple y a-t-il alors entre e, e', r et R ?

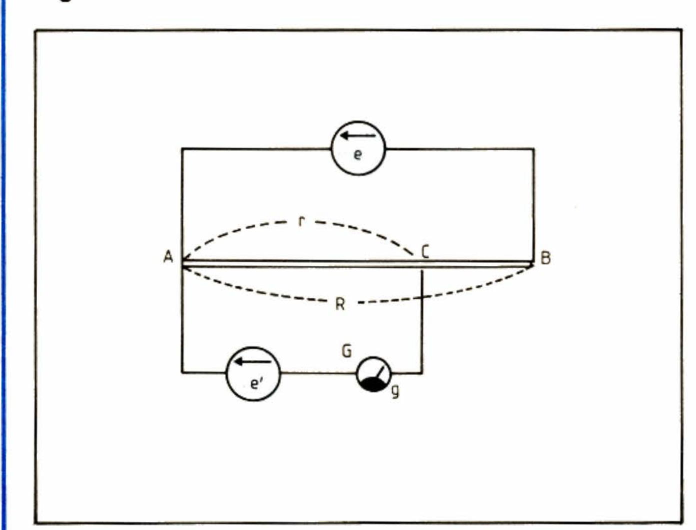
2° Le courant à travers G étant nul, le curseur ne bougeant pas, la fem de la pile e' augmente d'une petite quantité qu'on appellera de'. Ceci entraîne dans G le passage d'un faible courant d'intensité notée di.

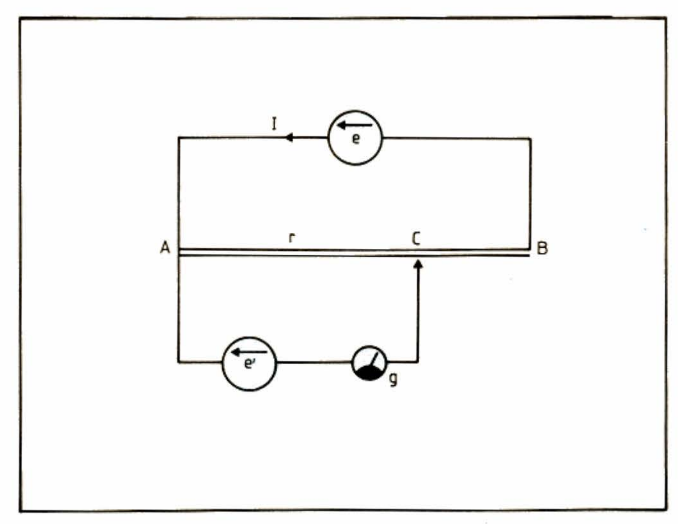
Calculer « di » en fonction de « de »
a) en utilisant les lois de Kirchhoff ;
b) en introduisant le théorème de superposition ;
c) par le théorème de Thévenin.

3° Application numérique :
$e = 2V$ $R = 2.10^4 \Omega$ $r = 16.10^3 \Omega$ $g = 3.10^2 \Omega$
Calculer e' et de' pour $di = 10^{-8}$ A.

4° On appelle sensibilité de la mesure le rapport $s = di/de'$.
R et g étant donnés, étudier la fonction s = f(r) et représenter graphiquement ses variations.

(Problème proposé par P. Mory)





SOLUTION

1° Seul existe le courant d'intensité I qui circule dans la maille du haut et est déterminé par la loi de Pouillet.

$I = \frac{e}{R}$

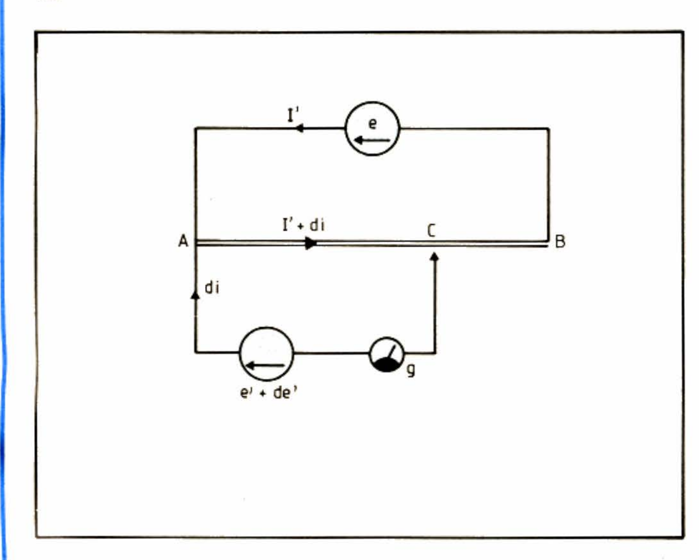
L'application de la loi d'Ohm entre A et C donne

$u_{AC} = rI = e'$

d'où $e' = e \frac{r}{R}$

2° a) e' augmente pour devenir e' + de'. Le sens de di est donc celui qui est indiqué sur la figure 3. La loi des nœuds appliquée en A ou C détermine l'intensité du courant dans AC.

$i_{AC} = I' + di$



La loi des mailles appliquée aux mailles inférieure et supérieure donne

$-e + r(I' + di) + (R - r) I' = 0$
$-(e' + de') + g\, di + r(I' + di) = 0$

soit $RI' + r\, di = e$ (1)
$rJ' + (g + r)\, di = e' + de'$ (2)

On peut, par exemple, procéder par substitution en tirant I' de (1) et en portant dans (2)

$I' = \frac{e - r\, di}{R}$

$e' + de' = \frac{r}{R}(e - r\, di) + (g + r)\, di$

$= \frac{r}{R} e + (-\frac{r^2}{R} + g + r)\, di$

Or la relation de la première question reste valable puisque e et e' ont même valeur, ainsi que r, puisque le curseur C n'a pas bougé.

$de' = \frac{gR + rR - r^2}{R} di$

$di = \frac{R}{Rg + Rr - r^2} de'$

b) L'équivalence de la première question e' = r/R e suggère de simplifier le problème en ne s'intéressant plus qu'aux tensions et courants supplémentaires, c'est-à-dire de et di, ce qui revient à utiliser le théorème de superposition des régimes permanents, illustré par la figure 4. Le troisième de ces schémas donne immédiatement :

$di = \frac{de'}{g + r // (R - r)} = \frac{R\, de'}{Rg + Rr - r^2}$

c) Deux variantes sont possibles, selon que l'on inclut ou non la pile e' dans le dipôle de charge (fig. 5 et 6).
Si on déconnecte en A et C, la pile e' + de' ne faisant pas partie du dipôle de commande, mais du dipôle de charge :

$e_{Th} = (u_{AC})_o = rj = r \frac{e}{R} (= e')$

$\rho_{Th} = (R - r) // r = \frac{r(R-r)}{R}$

$di = \frac{\Sigma e}{\Sigma er} = \frac{e' + de' - e_{Th}}{\rho_{Th} + g} = \frac{R\, de'}{Rr - r^2 + Rg}$

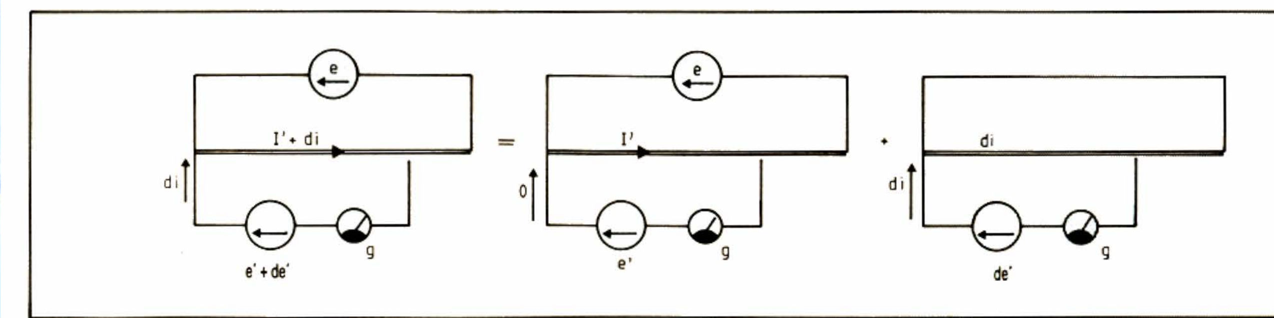
Si on déconnecte en D et C, la pile de fem e' + de' faisant cette fois partie du dipôle de commande alors que le dipôle de charge est constitué par g seul :

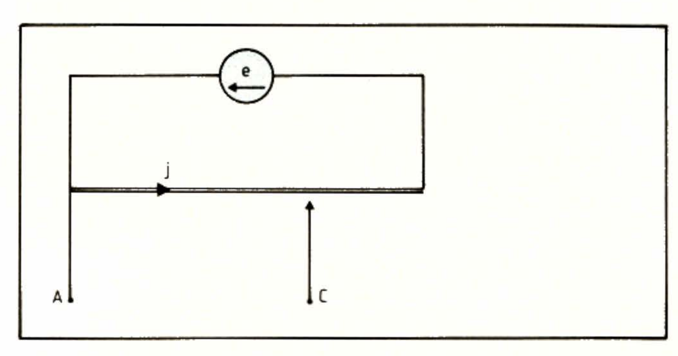
$e_{Th} = (u_{DC})_o = e' + de' - rj = e' + de' - r \frac{e}{R} = de'$

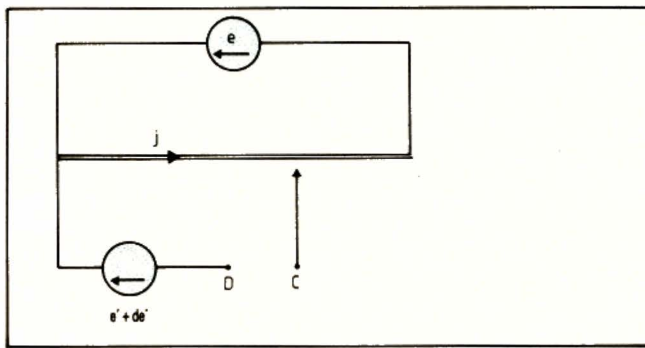
$\rho_{Th} = \frac{r(R - r)}{R}$ $di = \frac{e_{Th}}{\rho_{Th} + g} = \frac{de'\, R}{Rr - r^2 + Rg}$

3° Application numérique

$e' = \frac{r}{R} e = \frac{16.10^3.2}{2.10^4} = 16.10^{-1}$ **e = 1,6 V**







$$de' = \frac{di\,(Rr + Rg - r^2)}{R}$$

$$= \frac{10^{-8}\,(2.16.10^7 + 3.2.10^6 - 16^2.10^6)}{2.10^4}$$

$$= 3.5.10^{-5}\ \text{V}$$

$$\boxed{de' = 35\ \mu\text{V}}$$

4° L'expression de la sensibilité définie dans cette question est

$$s = \frac{di}{de'} = \frac{R}{-r^2 + Rr + Rg}$$

dont l'intervalle physique de variation est $r \in [o,R]$

$$\boxed{s = \frac{R}{-r^2 + Rr + Rg}}$$

Cherchons s'il y a des discontinuités dans cet intervalle : les valeurs de r qui annulent le dénominateur

$-r^2 + Rr + Rg = 0$

$$r = \frac{-R \pm \sqrt{R^2 + 4\,Rg}}{-2} = \frac{R \pm \sqrt{R^2 + 4\,Rg}}{2}$$

$$= \frac{R}{2} \pm \frac{\sqrt{R^2 + 4\,Rg}}{2}$$

sont l'une supérieure à R, l'autre négative, donc toutes deux hors de l'intervalle.

La dérivée

$$s' = \frac{ds}{dt} = -\frac{R\,(R - 2r}{(Rg + Rr - r^2)^2} = \frac{R\,(2r - R)}{(-r^2 + Rr + Rg)^2}$$

s'annule pour r = R/2, elle est négative avant, positive après. Calculons le minimum de la fonction

$$s_{min} = \frac{R}{-\frac{R^2}{4} + \frac{R^2}{2} + Rg} = \frac{1}{\frac{R}{4} + g} = \frac{4}{R + 4g}$$

et les valeurs de cette fonction pour r = 0 et r = R

$$s\,(o) = \frac{R}{Rg} = \frac{1}{g}$$

$$s\,(R) = \frac{R}{-R^2 + R^2 + Rg} = \frac{1}{g}$$

$$\boxed{s' = \frac{R\,(2r - R)}{(-r^2 + Rr + Rg)^2}} \quad \boxed{s_{min} = \frac{4}{R + 4g}} \quad \boxed{s\,(o) = s\,(R) = \frac{1}{g}}$$

Ce qui permet de dresser le tableau de variations :

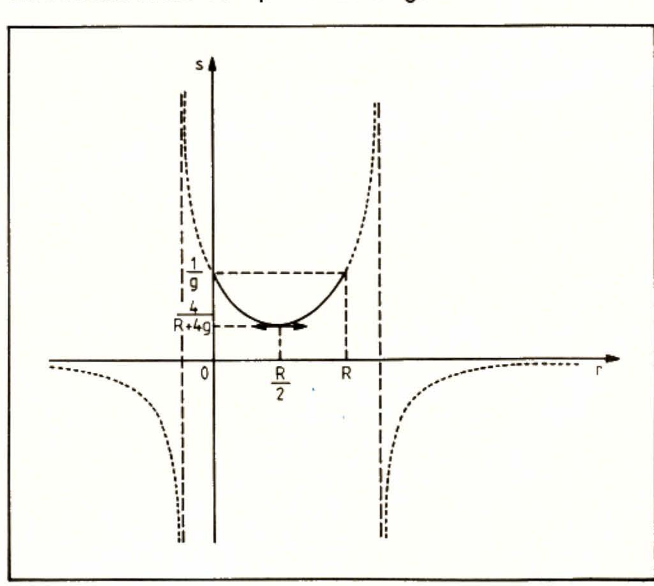
r	o		R/2		R
s'		−	o	+	
s	$\frac{1}{g}$	↘	$\frac{4}{R + 4g}$	↗	$\frac{1}{g}$

Pour savoir si la courbe est symétrique par rapport à une droite verticale d'équation r = R/2 dans l'intervalle [o,R], on fait un changement d'arc des abscisses en posant r' = r − R/2 et on cherche si f (r') = f (− r'). En remplaçant r par r' + R/2, la fonction s s'écrit :

$$s = \frac{R}{Rg + R\,(r' + \frac{R}{2}) - (r' + \frac{R}{2})^2} = \frac{R}{Rg + Rr' + \frac{R^2}{2} - r'^2 - \frac{R^2}{4} - Rr'}$$

$$= \frac{R}{Rg + \frac{R^2}{4} - r'^2}$$

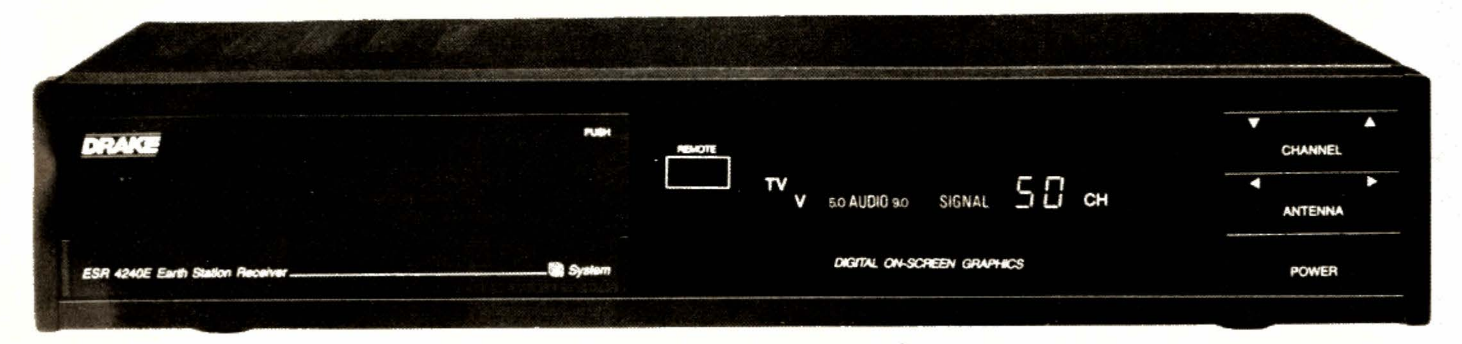
qui vérifie f (r') = f (− r'). Il y a donc bien symétrie.
On trouvera la courbe représentative figure 7.

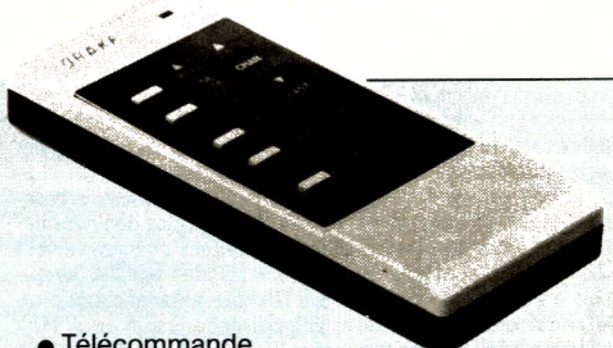




PORTEX, le leader dans le domaine de la réception de télévision par satellite vous informe :

UN NOUVEAU DEMODULATEUR EST NE !



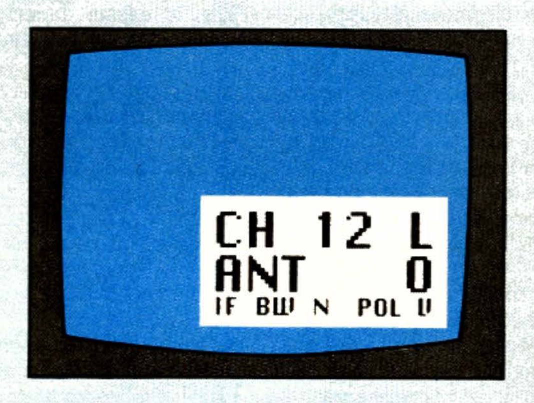


Une nouvelle étape dans le domaine de la réception de télévison par satellite en France vient d'être atteinte.
Jusque là, la plupart des récepteurs sur le marché français étaient des adaptations de modèles américains ou d'Extrême Orient. Le récepteur E.S.R. 4240 E de DRAKE est le premier à être entièrement conçu et destiné aux besoins du marché européen.
Bénéficiant des technologies de pointe et de l'expérience couronnée de succès des ingénieurs de R.L. DRAKE, le démodulateur E.S.R. 4240 E représente la nouvelle génération de récepteur intégrant les fonctions de démodulateur et de positionneur d'antenne.

Parmi les fonctions les plus importantes :

- 50 canaux entièrement programmables
- 1 ou plusieurs récepteurs peuvent contrôler la position de l'antenne (jusqu'à 3 récepteurs principaux et un nombre illimité de récepteurs annexes) selon un système de priorités.
- La position de l'antenne ainsi que la polarisation sont mémorisés dans le module de positionnement. Les données sont transmises par un seul câble coaxial selon un signal digital entre l'E.S.R. 4240 E et l'A.P.S. 4240 E.
- Affichage large sur l'écran TV des informations importantes (canal, polarisation, satellite etc…)
- Télécommande.
- Accès réservé aux parents à certains programmes
- Détecteur vidéo à extension de seuil
- Mémoire 50 canaux.

(Un produit DRAKE by Portex, leader mondial en communications depuis 1943).



UN NOUVEAU DEMODULATEUR EST NE !
VENEZ LE DECOUVRIR A "ANTENNE 87" du 8 au 11 novembre 1987 PORTE DE VERSAILLES

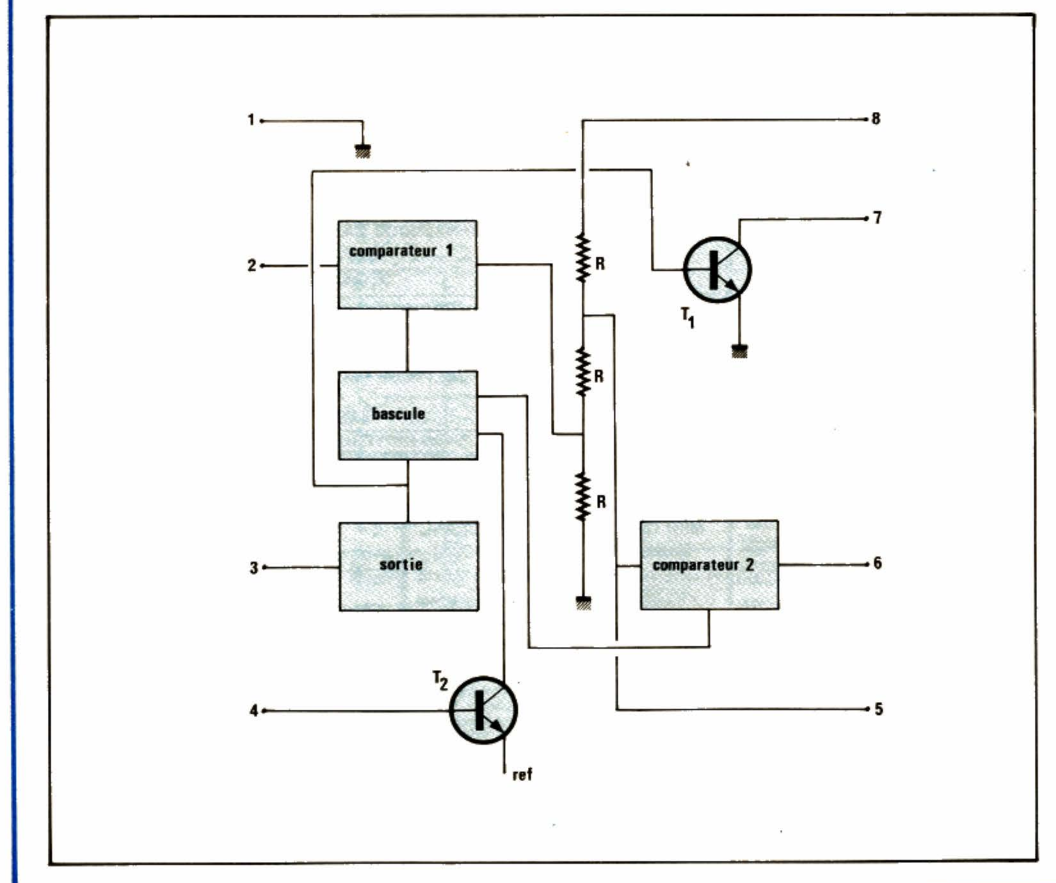


PORTEX - 16, rue de Calais - 67100 STRASBOURG
Tél. 88.79.38.83 - Télex 870464 - Fax : 88.79.28.64

PORTEX ILE DE FRANCE - 7, rue des Cerisiers
Lisses CE 2841 - Tél. (16.1) 64.97.54.97
91028 EVRY Cédex

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

Devenu depuis longtemps, notamment à cause de sa remarquable simplicité de mise en œuvre, un grand classique des circuits intégrés, le « timer » 555 semble avoir été accommodé à toutes les sauces, et ne plus mériter de développements nouveaux. Pourtant, à l'analyse des schémas publiés le plus souvent, on s'aperçoit que seules les applications les plus directes sont bien connues.
Or, il suffit, à ces schémas traditionnels, de modifications ou d'adjonctions très simples pour élargir le champ des signaux possibles. Nous en proposons ici quelques exemples.

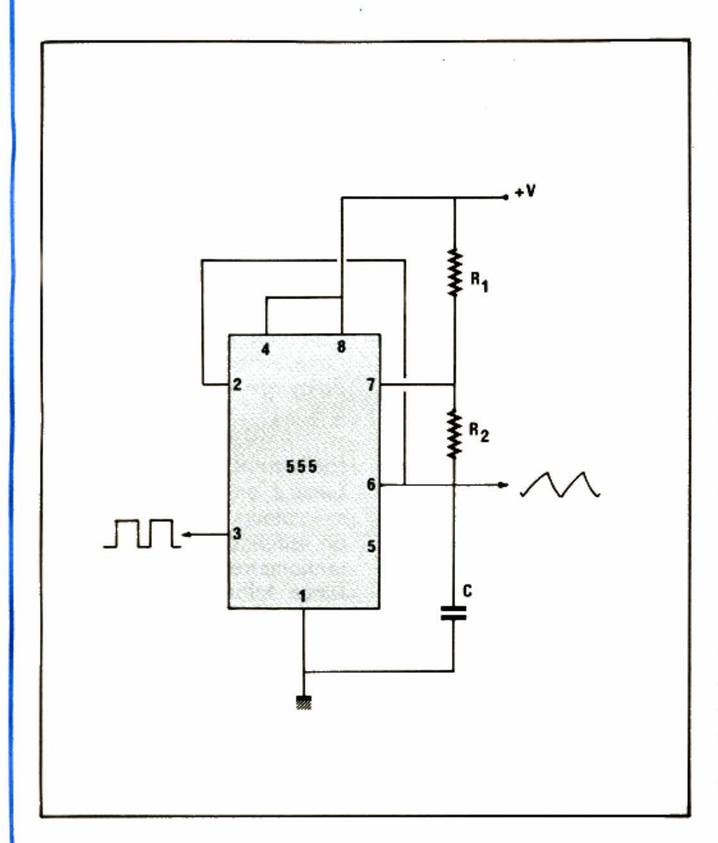


QUELQUES RAPPELS PRELIMINAIRES

La figure 1 donne, sous forme synoptique, l'organisation interne du circuit. Il se compose, essentiellement, de deux comparateurs, d'une bascule bistable, d'une chaîne de trois résistances R, et du transistor T_1. Si V désigne la tension d'alimentation, la chaîne de résistance délivre les références 1/3 V, appliquée à l'une des entrées du comparateur 1, et 2/3 V, appliquée à l'une des entrées du comparateur 2. La sortie de la bascule bistable, qui commande la base de T_1, attaque aussi des étages de sortie. Ceux-ci délivrent des impulsions d'amplitude égale à V, avec une intensité qui peut atteindre 200 mA, aussi bien en courant absorbé qu'en courant fourni.
Essentiellement, le 555 est donc un générateur d'impulsions, dont on connaît bien les deux modes fondamentaux de fonctionnement : monostable (le déclenchement s'effectue alors par des impulsions négatives sur la borne 2), et astable. Nous ne nous intéresserons qu'à ce dernier cas, en raison de la richesse des développements possibles.

L'OSCILLATEUR ASTABLE TRADITIONNEL

Le montage de la figure 2 est celui qu'on rencontre dans toutes les notes d'applications.
Supposons, pour commencer, la sortie de la bascule (voir figure 1) à l'état bas, donc le transistor T_1 bloqué. L'entrée 6 du comparateur 2 ne consommant pratiquement aucun courant, le condensateur C se charge à travers R_1 et R_2, exponentiellement. Lorsque le potentiel v atteint 2/3 V, le comparateur 2 délivre à la bascule une impulsion qui fait passer sa sortie à l'état haut, ce qui sature T_1, devenu alors l'équivalent d'un interrupteur fermé : le condensateur C se décharge exponentiellement à travers R_2.



Dès que v est redescendu à la valeur 1/3 V, le comparateur 1, recevant cette tension par la borne 2, délivre à son tour une impulsion. La bascule retourne à son état premier, T_1 se bloque, et une nouvelle charge de C commence. Finalement, on voit que la tension v aux bornes du condensateur évolue entre 1/3 V et 2/3 V.

Il est facile de calculer les temps de charge t_1, et de décharge t_2. Nous ne donnerons ici que les résultats :

$$t_1 = 0{,}693\,(R_1 + R_2)\,C$$
$$t_2 = 0{,}693\,R_2\,C$$

ce qui correspond à une fréquence d'oscillation

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1{,}44}{(R_1 + 2R_2)\,C}$$

Ces relations montrent à l'évidence qu'avec le montage de la figure 2, la charge et le palier supérieur des créneaux de la sortie 3 durent nécessairement plus longtemps que la décharge, et que les paliers inférieurs. Ce fonctionnement est illustré par l'oscillogramme A, pris avec :

$R_1 = 1\ k\Omega$
$R_2 = 470\ \Omega$
$C = 470\ nF$

ce qui conduit à une fréquence d'environ 1,6 kHz.

LES LIMITATIONS EN FREQUENCE

Commencons ici par l'expérimentation qui nous guidera pour les explications théoriques. Pour augmenter la fréquence d'oscillation, nous avons conservé les mêmes valeurs de R_1 et R_2, mais réduit la capacité C à 6,8 nF. Les signaux obtenus apparaissent sur l'oscillogramme B.

On constate d'abord qu'au lieu de la fréquence d'environ 110 kHz à laquelle le calcul permettait de s'attendre, on n'atteint que 83 kHz. Par ailleurs, l'amplitude des dents de scie a augmenté sensiblement, à la fois vers le haut et vers le bas. Ce dernier phénomène explique le premier. En effet, les charges et les décharges de C ne s'effectuent plus entre 1/3 V et 2/3 V, mais entre des bornes plus écartées, ce qui exige des durées plus grandes.

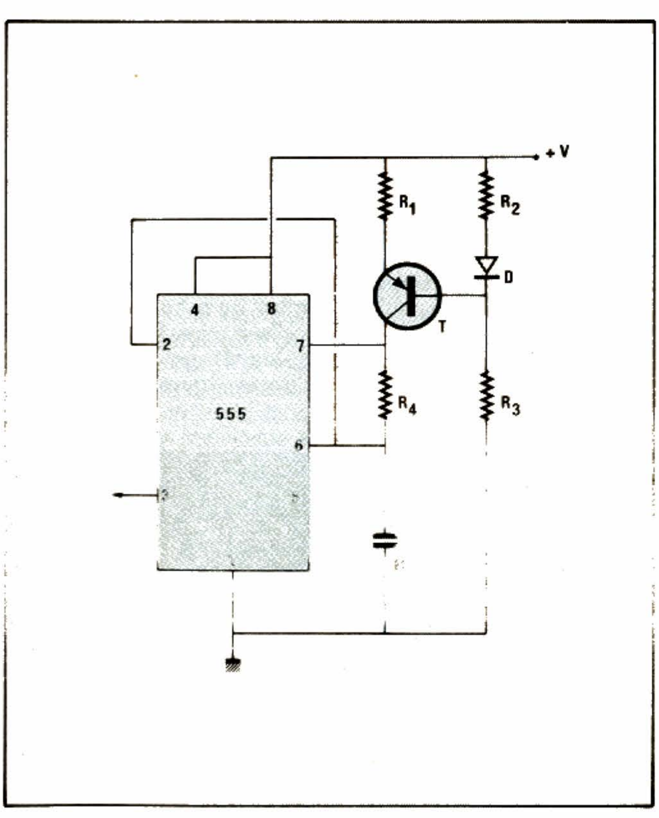
Le détail de l'une des commutations, analysé dans l'oscillogramme C, explicite ces ennuis. On y voit clairement que le transistor T_1 ne se bloque pas au moment de la commutation de la bascule, mais avec un retard qui dépasse les 500 ns.

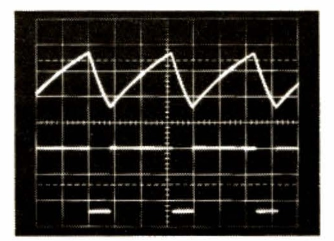
Il s'agit là de phénomènes internes au circuit intégré, et concernant des points auxquels l'opérateur ne peut accéder. La limitation en fréquence du 555 constitue donc un mal rédhibitoire, sans aucune correction possible.

UTILISATION DE LA BROCHE 5

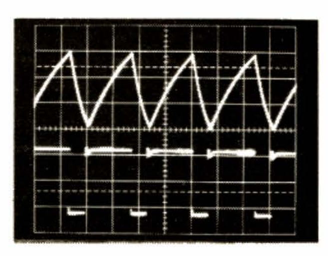
La broche 5 du circuit, qui aboutit au point de jonction entre les deux résistances supérieures de la chaîne de diviseurs, peut, en utilisation normale, rester en l'air : elle se trouve portée au potentiel 2/3 V. Parfois, on la réunit à la masse par un condensateur, afin de découpler les deux tensions de référence des comparateurs.

Si, par contre, on impose à cette entrée – qualifiée pour cette raison d'entrée de contrôle – une tension externe E, avec une impédance de source suffisamment faible (les résistances R ont une valeur commune de 5 kΩ), les références des comparateurs deviennent, respectivement, E et E/2. L'entrée de contrôle peut donc servir à commander, et éventuellement à modifier dans le temps, la fréquence d'oscillation.

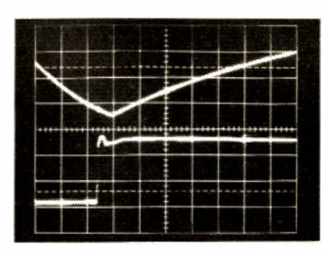




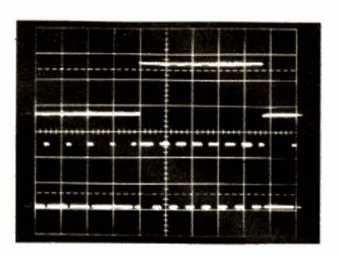
A. – En haut = 2 V/division. En bas = 5 V/division. Balayage = 0 µs/division.



B. – En haut = 2 V/division. En bas = 5 V/division. Balayage = 5 µs/division.



C. – Détail analysant le retard de commutation. Balayage = 1 µs/division.



D. – En haut = 2 V/division, le potentiel de masse est sur l'axe horizontal. Balayage = 500 µs/division.

Dans un premier exemple, illustré par l'oscillogramme D, nous avons appliqué sur la borne 5 une tension E en créneaux, évoluant entre 1,5 volt pour le palier bas, et 5 volts pour le palier haut (trace supérieure de l'oscillogramme). Les composants du montage avaient, pour valeurs :

$R_1 = 1\ k\Omega$

$R_2 = 470\ \Omega$

$C = 470\ nF$

La trace inférieure montre les créneaux de la sortie 3 : leur fréquence passe de 2,3 à 3,3 kHz environ. Un tel montage, travaillant dans les fréquences audio, peut servir à l'émission de signaux sonores à deux tonalités, du style des avertisseurs de pompiers. Plus sérieusement, il peut élaborer à peu de frais des impulsions à deux fréquences, pour la transmission à distance d'informations binaires.

Si, au lieu de moduler la fréquence par des créneaux, on applique à la broche 5 des tensions à variations continues, les impulsions de sortie, elles aussi, varient continûment en fréquence. Ainsi, avec les rampes utilisées pour le relevé de l'oscillogramme E et des fréquences audibles, on obtient des sonorités du style « sirène américaine ».

LINEARISATION DES RAMPES

Bien que le 555 soit à considérer avant tout comme un générateur d'impulsions, l'exploitation des rampes disponibles sur la broche 6 peut se révéler parfois utile. On se rappellera en ce cas qu'elle n'y sont généralement délivrées qu'à haute impédance (celle du circuit de charge), et qu'un étage d'adaptation s'impose souvent.

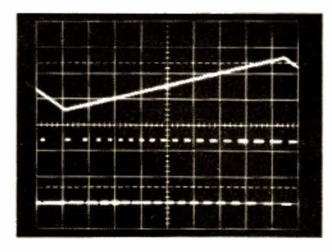
Avec le montage de la figure 2, charge et décharge s'effectuent exponentiellement, alors qu'une rampe linéaire apparaît fréquemment préférable. Comme une croissance linéaire suppose un courant de charge d'intensité constante, il est possible d'utiliser le dispositif de la figure 3. Le pont R_2R_3, éventuellement complété par la diode D si on désire compenser les variations du V_{BE} du transistor T avec la température, impose le potentiel de base, donc la différence de potentiel aux bornes de la résistance d'émetteur R_1, et l'intensité du courant qui traverse cette dernière. Or, le courant d'émetteur de T égale très sensiblement son courant de collecteur, qui charge le condensateur C.

Avec un tel montage, nous avons obtenu les signaux de l'oscillogramme F, où on notera l'excellente qualité des rampes ascendantes. On peut facilement modifier la fréquence en commutant diverses valeurs de C (gammes), et en remplaçant R_1 par un potentiomètre, avec une résistance talon (variation continue).

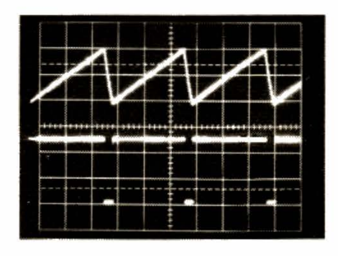
DES CRENEAUX SYMETRIQUES...

Le schéma de la figure 2 impose, nous l'avons vu, une durée de charge supérieure à celle de la décharge. Il est cependant possible d'égaliser ces deux durées, grâce à la modification introduite à la figure 4.

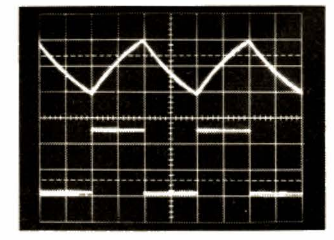
Pendant la charge, la diode D, polarisée en direct, court-circuite la résistance R_2. La constante de temps de la charge devient donc R_1C. A la décharge, le courant ne traverse que R_2, ce qui donne une constante de temps R_2C. On obtiendra des signaux sy-



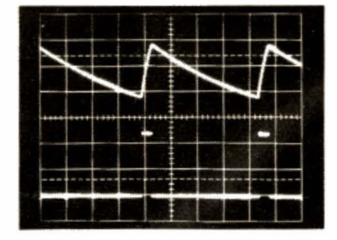
E. – En haut = 2 V/division, potentiel de masse sur l'axe horizontal. Balayage = 500 µs/division.



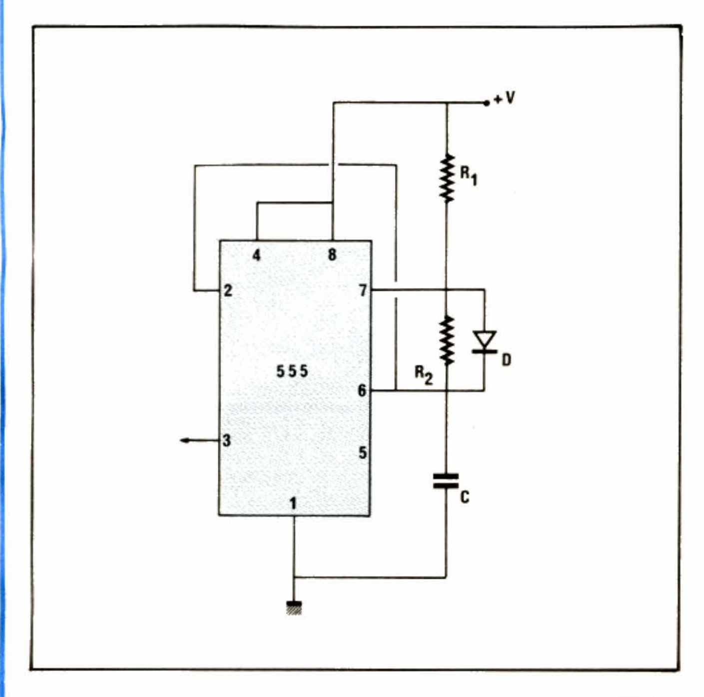
F. – Obtention d'une rampe linéaire. En haut = 2 V/division. Balayage = 500 µs/division.



G. – Symétrisation des signaux. Balayage = 100 µs/division.



H. – Inversion du rapport cyclique. Balayage = 500 µs/division.



métriques en choisissant $R_1 = R_2$.

En réalité, il faut tenir compte, pour la charge, de la différence de potentiel (environ 0,7 volt) aux bornes de la diode, qui se retranche de celle dont on dispose aux bornes de R_1, et diminue l'intensité. On accédera à une parfaite symétrie en donnant à R_2 une valeur très légèrement supérieure à celle de R_1. L'oscillogramme G a été relevé avec R_1 = 1 kΩ, et R_2 = 1,082 kΩ (1 kΩ en série avec 82 Ω).

... ET MEME INVERSES !

Poursuivant l'exploitation du schéma de la figure 4, rien n'interdit de donner à R_2 des valeurs nettement supérieures à celle de R_1. On maîtrise alors, indépendamment l'une de l'autre, les durées t_1 et t_2.

Nous avons ainsi obtenu l'oscillogramme H, où R_1 = 1 kΩ, et R_2 = 10 kΩ.

Remarquons que le montage de la figure 4, avec une commutation de plusieurs condensateurs C, et deux potentiomètres pour remplacer R_1 et R_2, devient un générateur d'impulsions sans prétentions (fréquence maximale 50 à 100 kHz), mais remarquablement simple à réaliser, et peu coûteux, tout en offrant une plage de rapports cycliques étendue et un réglage séparé des durées haute et basse.

R. RATEAU

INITIATION A L'ELECTRONIQUE

TOUT DOIT-IL ETRE NUMERIQUE

Une des tendances qui s'affirment le plus en ce moment est un passage des méthodes « analogiques » aux méthodes « numériques » (ou « digitales ») dans l'électronique.

Précisons un peu ce dont il s'agit. Une représentation électrique du type « analogique » consiste à lier la grandeur qui nous intéresse à une valeur électrique (généralement une tension ou une intensité), dont la variation **continue** permet de représenter celle de la grandeur.

Par exemple, si cette grandeur est la quantité de liquide contenu dans un réservoir, que l'on remplit avec un certain débit, nous pouvons représenter cette quantité par la charge d'un condensateur. Si l'intensité du courant qui le charge est, à chaque instant, proportionnelle au débit du liquide (fig. 1), on réalise ainsi une bonne représentation analogique du volume de liquide dans le réservoir. On lira ce volume (ou, plus exactement, la valeur analogique qui le représente) en mesurant la tension aux bornes du condensateur (car celle-ci est proportionnelle à la quantité d'électricité contenue dans le condensateur).

A l'opposé, la méthode « numérique » (ou « arithmétique » ou « digitale », consiste à exprimer la grandeur qui nous intéresse par un **nombre,** dont la variation est essentiellement **discontinue.**

Pour reprendre le même exemple que ci-dessus, on pourra exprimer la quantité de liquide dans le réservoir par le nombre affiché sur un compteur électronique, si l'on transmet à ce dernier, par exemple, une impulsion chaque fois que l'on a envoyé un millilitre de liquide dans le réservoir (fig. 2). La valeur lue affichera donc, en centimètres cubes, le volume de liquide.

La première arrivée de cette « numérisation » a été faite dans nos montres, en y remplaçant l'affichage analogique, que nous donnent les aiguilles qui tournent régulièrement (ou peu s'en faut), par un affichage numérique, celui du résultat d'un comptage de secondes (ou de dixième de secondes).

LE NUMERIQUE COMME INTERMEDIAIRE

D'autres applications ont suivi : on a vu apparaître les chiffres dans les compteurs de vitesse des automobiles, dans les thermomètres, dans les balances, etc. Le stade suivant a été une « numérisation » moins voyante, mais fort efficace : l'avènement du disque « compact ».

Alors que, dans un microsillon classique, le signal sonore est stocké sous forme analogique, par les déviations des flancs du sillon, dans le disque à lecture laser, tout le signal audiofréquence est codé sous forme de nombres successifs. Seulement, là, il faut que ces informations soient « traduites » en une variable analogique pour commander la pression acoustique qui restituera dans nos oreilles le son enregistré.

Peut-être existe-t-il quelques « fanatiques » qui préfèrent voir défiler sur un écran d'ordinateur les séries d'octets qui « codent » la symphonie *Jupiter* de Mozart (ils seront gâ-

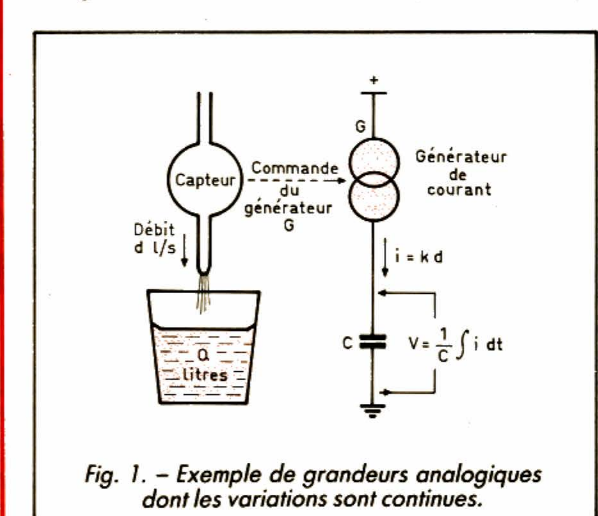


Fig. 1. – Exemple de grandeurs analogiques dont les variations sont continues.

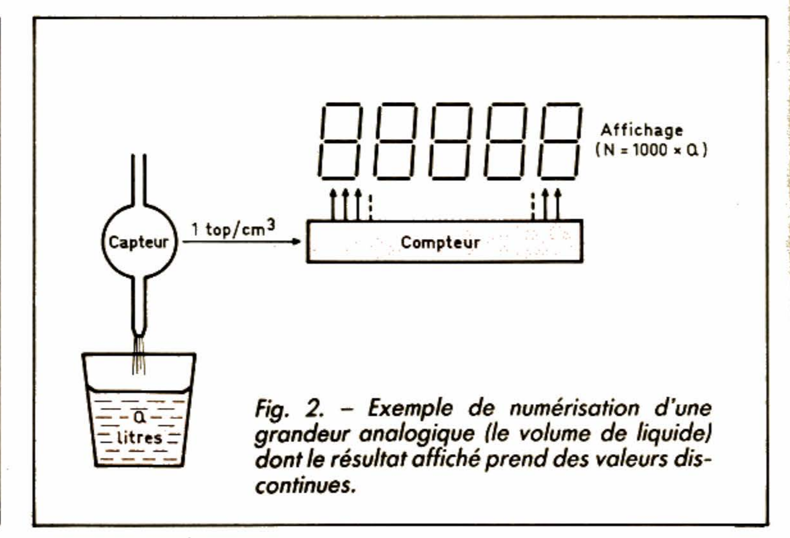


Fig. 2. – Exemple de numérisation d'une grandeur analogique (le volume de liquide) dont le résultat affiché prend des valeurs discontinues.

tés, il y en a près de deux cents millions)... L'auteur, pour sa part, préfère la musique (chacun ses goûts !).

Tout cela pour dire que la généralisation du « numérique » est extrêmement importante. Elle l'est même tellement que certains n'hésitent pas à dire que « l'analogique, c'était le passé ; le numérique, c'est le présent et surtout l'avenir ».

Or, il s'agit là d'une généralisation hâtive. Non, l'analogique n'est pas la technique des « son et lumière ». Si, dans des nombreux cas, elle a cédé la place aux techniques numériques pour le plus grand bien de l'utilisateur, il y a de nombreuses applications où elle se révèle supérieure au numérique.

Comme il ne faut pas traiter cela d'un point de vue passionnel, mais avec l'objectivité qui convient à un technicien, il est donc indispensable de commencer par se mettre au courant des deux aspects de la technique contemporaine, l'aspect analogique et l'aspect numérique. C'est là le but de cette série d'articles.

AVANTAGES DE LA METHODE ANALOGIQUE

Généralement, les techniques et circuits utilisés pour les représentations analogiques sont plus simples. Nous disposons, en effet de nombreuses possibilités pour obtenir une variation continue précise d'un courant ou d'une tension.

En particulier, les amplificateurs opérationnels sont fort précieux à ce point de vue.

Les indications données par les méthodes analogiques sont généralement plus faciles à interprèter par nos sens, surtout quand il s'agit de variations. En reprenant l'exemple de la quantité de liquide dans un réservoir, la montée plus ou moins rapide, ou l'arrêt du mouvement d'une aiguille figurent d'une façon plus « parlante » une augmentation de volume plus ou moins rapide, ou un arrêt du remplissage.

Pour prendre un autre exemple, essayez de régler une tension à sa valeur maximale (par exemple, quand on accorde un circuit sur une fréquence, et que l'on mesure, pour cela, la tension détectée). On peut le faire avec un voltmètre « analogique » (c'est-à-dire à aiguille), ou avec un voltmètre numérique.

Si vous utilisez cette deuxième solution, le passage de la tension par son maximum est bien moins facile à déceler que la déviation maximale d'une aiguille.

Quand on regarde l'heure sur une montre à aiguilles, on ne cherche pas tant à lire les nombres indiqués par les aiguilles, mais bien plus à associer au « dessin » des deux aiguilles une notion d'heure. La preuve en est que, dans les montres à aiguilles, on tend de plus en plus à supprimer l'écriture des nombres sur le cadran. On a commencé par ne plus écrire que 3, 6, 9 et 12. On arrive maintenant à de simples traits de repères, sans aucun chiffre.

De même, les automobilistes qui ont un indicateur de vitesses numérique se plaignent souvent du fait que, pour en voir l'indication, il est nécessaire de mobiliser plus longuement son attention (pour lire le nombre et l'interpréter) qu'on ne le fait pour un indicateur à aiguille (nous verrons plus loin comment les constructeurs ont partiellement résolu ce problème). Or, quand on conduit une voiture, il est important de consacrer la plus grande partie possible de son temps à regarder à travers le pare-brise (ou dans le rétroviseur).

INCONVENIENTS DE LA METHODE ANALOGIQUE

Le premier apport des méthodes numériques, et le plus important, a été la **précision.**
En effet, la méthode analogique est limitée par le principe même de la lecture de la tension ou de l'intensité qui représente la grandeur intéressante. En particulier, les voltmètres analogiques permettent rarement de dépasser une précision de 1 %.
En effet, imaginons un appareil analogique quasi parfait, dont la déviation à pleine échelle soit rigoureusement étalonnée. Autrement dit, en lui appliquant la tension d'une source de référence, parfaitement connue, de 10,000 V (soit 10 V précise à mieux de 0,5 mV), on voit l'aiguille, sur l'échelle 10 V, arriver exactement en face de la graduation 10.
Un tel instrument est certes très bon. Mais si, en mesurant une autre tension, nous voyons l'aiguille arriver exactement en face de la division 7,00, pourrons-nous affirmer que la valeur à mesurer est exactement 7,00 V (à 0,005 V près) ? Non, et ceci pour deux raisons.
D'abord, nous ne pouvons pas garantir la **linéarité** de la lecture. Le plus souvent, l'échelle imprimée sur le cadran est faite d'après un modèle standard, correspondant à la « réponse » moyenne des galvanomètres dont un modèle de série équipe le voltmètre en question. Or, il peut y avoir, d'un galvanomètre à l'autre, des différences dans

leurs courbes de déviation en fonction de l'intensité qui y passe.
Ensuite, si nous tentons de lire aussi bien que possible la position de l'aiguille, nous ne pouvons en aucun cas garantir que cette lecture est faite avec une erreur inférieure au **millième** de la déviation totale. Bien des causes interviennent pour nous l'interdire, entre autres l'erreur de parallaxe, et même... la simple électrisation du verre du galvanomètre.
Eh oui ! l'électricité statique peut influencer une aiguille : appliquez une tension constante à un voltmètre analogique et frottez donc le verre avec un chiffon sec : vous verrez ce que cela peut donner.
Si nous voulons vraiment connaître la tension avec une incertitude inférieure au centième de volt, à moins d'employer un appareil du type « différentiel à tensions étalons », nous sommes obligés d'utiliser un voltmètre numérique. Nous le prendrons du type « 4 digits 1/2 » ou « 20 000 points », suivant une terminologie qui sera explicitée plus loin.
Là, notre tension puisqu'elle est inférieure à 10 V, est affichée par une suite de quatre chiffres (ce qui ne veut pas forcément dire que nous la connaissons avec une incertitude de l'ordre du millivolt, comme nous le verrons plus loin). Mais, si le constructeur de l'instrument nous le garantit, nous pourrons faire une lecture dont la précision est sans aucun rapport avec les performances du meilleur des instruments à aiguille.

« QUANTUM » N'EST PAS PRECISION

Revenons un peu sur cette idée de précision. Supposons que notre voltmètre numérique affiche le nombre 7,012. Nous pouvons tout de suite constater que, si la tension augmente seulement d'un millivolt, l'affichage change, devenant alors 7,013.
Nous voyons apparaître ici la notion fondamentale de « quantum » de comptage. Il s'agit de la variation de la grandeur qui correspond à un accroissement d'une unité de la valeur lue. Dans notre cas, le « quantum » est le millivolt, puisque, chaque fois que la tension appliquée au voltmètre augmente d'un millivolt, la valeur lue augmente d'une unité.

Pouvons-nous conclure que la mesure est exacte au millivolt près ? Non, sauf si le constructeur du voltmètre nous le spécifie. Notre appareil peut déceler une **variation** de tension d'un millivolt, mais il faut, en plus :

– que son zéro soit bien réglé ;
– que sa « linéarité » soit suffisante, autrement dit que la correspondance entre la tension appliquée et la valeur lue soit assez proche d'une proportionnalité rigoureuse.

Sur ce dernier point, la connaissance de la méthode utilisée pour convertir une tension (grandeur analogique à variation continue) en un comptage (grandeur numérique à variation discontinue) nous permet de nous faire une idée sur les différentes causes d'erreurs qui peuvent rendre illusoire la précision « apparente » de l'instrument.
En effet, dans un voltmètre numérique, il y a un circuit (ou un groupe de circuits) qui réalise la « conversion analogique-numérique », que l'on désigne souvent sous le nom de « ADC » (Analog to Digital Conversion), et que nous rencontrons ici pour la première fois (mais pas pour la dernière !). Or, nous verrons plus loin la confiance que l'on peut accorder à une telle conversion.
Précisons tout de suite que, dans la grande majorité des cas, les convertisseurs qui réalisent cette transformation sont excellents. Mais il faut que cela nous soit précisé.

EXTENSIONS DE LA NOTION D'EXPOSANT

Le cas du convertisseur analogique-numérique du voltmètre est un peu particulier, car il nous fournit directement un résultat en code décimal, ou peu s'en faut. Le plus souvent, les convertisseurs analogique-numérique donnent leurs résultats en code binaire, ce qui nous amène à revoir un peu ce qu'est une telle numération (en nous excusant auprès de ceux des lecteurs qui savent déjà cela parfaitement).
D'abord, un petit rappel. Dans de nombreux cas, on simplifie l'écriture des nombres comportant une unité suivie de quelques zéros. On note, par exemple, que le nombre 10 000 000 (dix millions) est le produit de sept facteurs égaux à dix, ce qui s'écrit, dans les ordinateurs :
1 E 7, et, mathématiquement :
$10\,000\,000 = 10^7$
(on lit « dix puissance sept »).
Cette notation a le mérite de simplifier certains calculs. Si nous divisons dix millions (10^7) par mille (10^3), nous savons que l'on peut simplifier, le quotient étant 10 000, en supprimant trois zéros au numérateur comme au dénominateur, soit en retranchant le nombre de zéros du dénominateur (trois zéros) de celui du numérateur (sept zéros) :
$10\,000\,000/1\,000 = 10^7/10^3 = 10^{7-3} = 10^4$
Or, cette règle de division (qui se fait en soustrayant l'exposant du dénominateur de celui du numérateur) peut donner un résultat « bizarre » si nous voulons l'appliquer à la division de cent (dix puissance deux) par cent mille (dix puissance 5).
En effet, si nous soustrayons cinq de deux, le résultat est –3. D'après notre définition de l'exposant (nombre de facteurs égaux à dix à multiplier entre eux) il est stupide de parler de « dix puissance **moins trois** », car on ne peut multiplier entre eux « moins trois » facteurs.

Nous conviendrons tout simplement, pour que la règle de division soit plus générale, que la notation :
10^{-3} signifie : $1/10^3$
C'est donc une « extension abstraite » de la notion de puissance, mais elle ne conduit à aucune contradiction avec la règle de division. Bien au contraire, elle en augmente le domaine de validité.

ET L'EXPOSANT ZERO » ! ! ? ?

Nous irons encore un peu plus loin. Si nous divisons, par exemple, un million par un million, nous savons que le quotient est égal à l'unité. Or, si nous appliquons notre règle de division par soustraction des exposants, nous arrivons à $1\,000\,000/1\,000\,000 = 10^6/10^6 = 10^{6-6} = 10^0$
Là aussi, si l'on se limite à notre définition des exposants par le nombre de facteurs à multiplier entre eux, l'exposant nul est une absurdité. Mais, si nous convenons, une fois pour toutes, de dire que « dix puissance zéro » est une façon (bien compliquée, nous le reconnaissons) de dire « un », la validité de notre règle de division se trouve encore élargie.
Résumons-nous. Nous sommes convenus de dire que :
$10^{-9} = 1/10^9$ (par exemple)
et que :
$10^0 = 1$
Mais notons bien que tout ce qui précède peut s'appliquer à des « puissances » d'un nombre autre que dix. On peut aussi bien dire, par exemple, que :
$2^{-12} = 1/2^{12}$ et que :
$2^0 = 1$

LA NUMERATION ? UNE HISTOIRE DE « PAQUETS »

L'auteur présente ici toutes ses excuses pour le côté un peu fastidieux et **apparemment** « évident » de ce qui va suivre, mais il pense que la meilleure façon de comprendre sans problème les numérations non décimales est d'étudier la numération décimale, comme s'il s'agissait d'une nouveauté.

Avant de nous lancer dans la numération binaire, examinons un peu la méthode utilisée pour coder en décimal un nombre d'objets.

D'abord, s'il y a moins de dix objets, nous conviendrons d'associer à chaque nombre d'objets un symbole appelé « chiffre », qui sera :

1 pour un objet ;
2 pour deux objets...
...
9 pour neuf objets.

Ces symboles sont les chiffres dits « arabes ». Cet adjectif est authentique, l'ancienne civilisation arabe ayant apporté énormément à la science arithmétique (entre autres). Mais, ce qui est plus curieux, c'est que ces chiffres ne sont pas utilisés de nos jours par les Arabes, qui emploient les chiffres « indiens » indiqués sur la figure 3.

Arabes	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Indiens	٠	١	٢	٣	٤	٥	٦	٧	٨	٩

Fig. 3. – Table d'équivalence entre numération arabe et indienne.

LA NUMERATION DECIMALE... COMME SI VOUS NE LA CONNAISSIEZ PAS

Il faut trouver maintenant un moyen d'exprimer par des symboles un nombre d'objets **supérieur à dix.** Pour cela, il nous faut arriver à une méthode de **groupement** des objets.

Elle est parfaitement logique. De même que celui qui, traçant sur un papier un trait vertical pour chaque objet compté, les réunit (en les barrant par un petit trait horizontal) par groupes de cinq, par exemple, pour en faciliter le comptage, nous allons, pour compter un groupe d'objets, les rassembler en « paquets » (par exemple dans des sacs), chacun contenant un nombre défini (appelé « base ») de ces objets.

Dans le système décimal, cette base est dix. Si nous voulons opérer ainsi sur vingt six objets, par exemple, nous pourrons en faire deux paquets de dix, il en restera six. Nous pourrons exprimer ce nombre sous la forme :

deux paquets plus six objets,

ce qui est bien plus explicite et facile à comparer à un autre nombre que si on laisse les objets sans les grouper.

LES « PAQUETS DE PAQUETS »... ET LA SUITE

Maintenant, nous recommençons avec une collection de quatre cent trente-cinq objets. Le premier groupement en paquets de dix nous donne quarante trois paquets (et il reste cinq objets non groupables en paquet de dix). Pour comparer plus facilement le nombre avec un autre du même ordre, nous pouvons simplifier encore sa « présentation ».

En effet, quarante trois paquets, c'est beaucoup, et la comparaison avec le nombre de paquets d'une autre collection ne sera pas immédiat. Dès lors, pourquoi ne pas appliquer aux paquets eux-mêmes la méthode de groupement que nous avions utilisée pour les objets. Nous les grouperons donc en « paquets de dix paquets » (appelons ces nouveaux groupes des « caisses », par exemple) ce qui nous donne :

quatre caisses,

et il reste trois paquets (plus cinq objets).

Chaque « caisse » contient donc dix fois dix objets, soit 10^2 objets.

Dès que nous avons exprimé le contenu de notre collection :

– en nombre de caisses ;
– en nombre de paquets non groupables en caisses ;
– en nombre d'objets non groupable en paquets ;

nous avons donné une expression très représentative de tout nombre inférieur à mille.

Veut-on dépasser mille ? Maintenant, la solution découle logiquement de ce qui précède. S'il y a plus de dix caisses, on va les grouper en « paquets de dix caisses » (appelons-les des « camions », par exemple).

Chaque « camion » contiendra donc dix caisses de dix

paquets de dix objets, soit 10^3 objets. S'il y a plus de dix camions, nous les grouperons en « paquets de dix camions » (appelons-les des « cargos »), s'il y a plus de dix cargos, nous les grouperons en « flotilles » de dix cargos chacune, etc.

REMPLAÇONS LES NOMS PAR DES POSITIONS

Avec le système des dénominations (paquets, caisses, camions, cargos, etc.), nous risquons d'être un peu à court de vocabulaire (surtout quand nous irons faire une incursion dans le système binaire). Alors, nous allons faire une nouvelle convention.
Pour ne pas avoir à parler de paquets, de caisses, etc., nous allons prévoir (fig. 4) une « grille », dont nous supposerons qu'elle se limite, pour le moment, à cinq cases. Dans la case située la plus à droite, nous indiquerons, en utilisant son chiffre symbole, le nombre d'objets qui restent quand on fait le premier groupement en paquets de dix.
Dans la case située juste à gauche, nous indiquerons par un symbole le nombre de « paquets » que l'on ne peut grouper en « caisses ». Dans la case juste à gauche, nous noterons le nombre de « caisses » que l'on ne peut pas grouper en « camions », etc.
Donc, maintenant, chaque case est affectée à une des dénominations (objets, paquets, caisses, camions, etc.) que nous avons utilisées au début. Cette affectation étant définie une fois pour toutes, au lieu de dire qu'un nombre d'objets se traduit par :
deux cargos, un camion, sept caisses, trois paquets, huit objets,
nous noterons symboliquement ce nombre comme l'indique la figure 5, en logeant les symboles voulus dans les emplacements appropriés de la grille de la figure 4.
Nous allons repérer les cases de la grille, de droite à gauche, par les nombres 0, 1, 2, 3 et 4 (nous verrons bientôt la raison de ce choix).

« DECODAGE » DU NOMBRE DECIMAL

Si, maintenant, nous voulons connaître la signification pratique de la représentation symbolique utilisée sur la figure 5, nous y arriverons facilement. En effet, nous savons que la case « 4 » correspond aux « cargos » (dix mille objets, soit 10^4), la case 3 aux « camions » (mille objets, soit 10^3), et la case 2 aux « caisses » (cent objets, soit 10^2).
La case 1 correspond aux « paquets » de dix objets, et nous pouvons écrire ce nombre :

$10 = 10^1$ (d'où le nom de « case 1 »).

Enfin, la case la plus à droite correspond aux objets isolés, autrement dit aux « unités » ; or, d'après notre convention, nous pouvons appeler l'unité : 10^0,
d'où le nom de « case 0 » pour celle qui est le plus à droite.

Notre nombre vaut donc :

$2 \times 10^4 + 1 \times 10^3 + 7 \times 10^2 +$
$3 \times 10^2 + 8 \times 10^0$

On obtient donc le nombre en réalisant une addition, dont chacun des termes est le produit :

(chiffre situé dans une case) multiplié par :

(dix élevé à la puissance égale au numéro repère de la case).

Par exemple, dans la case repérée par le numéro 2, il y a le chiffre 7, donc nous allons multiplier sept par dix à la puissance deux, qui vaut cent.

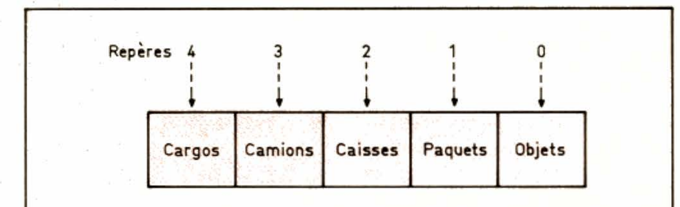


Fig. 4. – La grille figurant l'arrangement des objets montre des cases de capacité décroissante.

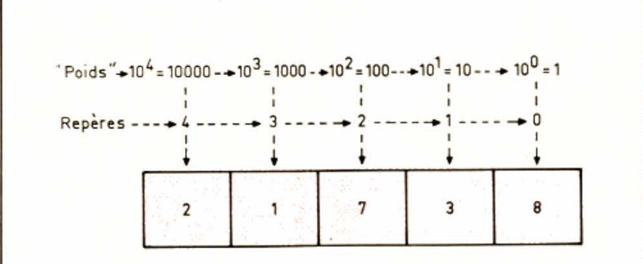


Fig. 5. – A chaque case correspondent deux chiffres : sa capacité totale admissible (marquée « poids ») et le nombre de « contenants » utilisés (2 cargos, 1 camion, etc.)



LA NOTION DE « POIDS »

La puissance de dix associée à une case (soit 1000 ou 10^3 pour la case numéro 3) se nomme le « poids » associé à la case. En effet, tout se passe comme si, pour réaliser un certain poids dans le plateau d'une balance, nous entassions sur ce plateau :
– deux « poids » de 10 000 grammes ;
– un « poids » de 1 000 grammes ;
– sept « poids » de 100 grammes ;
– trois « poids » de 10 grammes ;
– huit « poids » de 1 gramme.
Pourquoi « poids » entre guillements ? L'auteur avoue être très « puriste » en ce qui concerne les unités, or le gramme est une unité de **masse,** et, si l'usage admet de parler d'un « poids de cent grammes », il s'agit tout de même d'une erreur, les kilogrammes (et grammes) étant des unités de masse ; un « vrai » poids est une **force : on l'exprime en newtons.**
Certains diront : « C'est vraiment compliquer pour le plaisir que de parler de paquets, de caisses, de camions... au lieu de parler de dizaines, de centaines, de mille, etc. ! » L'auteur reconnaît bien volontiers qu'il y a là une complexité qui **semble** inutile ; mais, si vous avez bien saisi l'idée, en l'associant au système de numération, vous arriverez très facilement à l'associer à tout autre système de numération, ayant une base différente de dix.

ET SI UNE CASE ETAIT VIDE ?

Cette méthode de la « grille » avec des cases pour coder un nombre est excellente. On l'emploie couramment quand on veut être sûr d'éviter toute erreur : pensez aux différents formulaires administratifs.

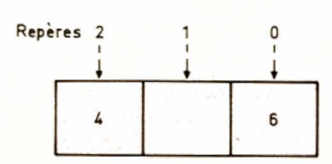


Fig. 6. – Cas d'une case (ici celle des paquets) inoccupée.

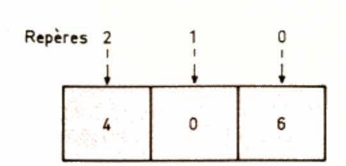


Fig. 7. – Le zéro de la case de poids 1.

Mais tout le monde sait qu'on finit par noter les chiffres les uns à la suite des autres, sans tracer la grille ni les cases.

Précisons toutefois que, en informatique, il y a bien des cas où l'emploi de cette grille est une nécessité, le nombre devant obligatoirement être écrit dans un « format » donné.

Maintenant, supposons que notre nombre d'objets soit tel que, lors du groupement en paquets, nous ayons trouvé un nombre de paquets qui soit un multiple de dix. Il en résulte que, quand nous grouperons les paquets en caisses, il ne restera pas de paquet « non groupable ».

Si, par exemple, nous avons groupé les objets en quarante paquets et qu'il reste alors six objets, nous pourrons faire quatre caisses de (dix paquets chacune) avec les quarante paquets, et, sur une grille à trois cases (suffisante pour notre exemple), le nombre pourra se noter comme l'indique la figure 6. Nous n'avons rien mis dans la case repérée par le numéro 1 (celle où l'on indique le nombre de « paquets ingroupables en caisses »), puisqu'il n'y a pas de paquet isolé.

Si une telle notation est admissible quand la grille est bien tracée, elle ne l'est presque plus quand on supprime les cases de la grille : un espace vide, entre le chiffre 4 (nombre de « caisses ») et le chiffre 6 (nombre d'objets isolés) peut facilement disparaître si l'on écrit mal.

D'où la nécessité de dire **explicitement** que cette case ne contient rien, au lieu de se contenter de ne pas la remplir. Nous devons donc définir un symbole spécial qui représente l'absence. C'est le « zéro », une notion d'une abstraction très poussée, quoique son usage généralisé nous la fasse considérer comme une évidence.

On note donc le nombre non comme sur la figure 6, mais ainsi que le montre la figure 7.

Ainsi, même en supprimant les cases, on ne risque pas d'erreur : le 0, entre le 4 et le 6, nous montre clairement que :

– le 4 est bien **troisième position** en comptant de droite à gauche ;

– on a bien pensé à regarder combien il y avait de « paquets isolés non groupables en caisses », et on a vu qu'il n'y en avait pas.

Une petite difficulté (que nous retrouverons souvent) vient du fait que la case numéro **trois** (en comptant à partir de la droite) est repérée par le chiffre **2,** mais c'est normal, puisque nous devons compter en commençant par le zéro, ce qui est nécessaire pour que le « poids » associé à chaque case soit égal à dix élevé à une puissance égale au numéro repère de la case. Donc, pour la case des unités, il faut la repérer par « zéro », puisque, d'après nos conventions, la seule puissance de dix qui soit égale à l'unité est 10^0.

ET LES NOMBRES NON ENTIERS ?

Si nous mesurons, par exemple, une distance en mètres, il se peut que cette distance contienne un nombre entier de mètres. Mais, le plus souvent, ce n'est pas le cas, et nous pouvons désirer une meilleure précision.

L'idée fort ingénieuse de prolonger l'écriture du nombre vers la droite, en séparant ce qu'on ajoute de la partie entière par une virgule (en France) ou par un point (ailleurs) implique que, juste après la virgule, nous utilisions, dans le cas d'une longueur exprimée en mètres, un comptage du nombre de **dixièmes de mètre** que l'on

peut ajouter aux mètres déjà comptés sans dépasser la longueur à mesurer.

Cette dernière était, par exemple, comprise entre six et sept mètres. La partie qui dépasse au-delà de six mètres peut contenir deux « dixièmes de mètre » mais pas trois. Nous dirons que la longueur vaut six mètres plus deux dixièmes de mètre.

La précision ne nous suffit pas ? Nous allons alors voir combien on peut ajouter de « centièmes de mètre », en plus des deux dixièmes, sans dépasser la longueur à mesurer. Supposons qu'on puisse en ajouter cinq, mais pas six. Nous dirons alors que la longueur vaut (par défaut) : six mètres plus deux dixièmes de mètre plus cinq centièmes de mètre.

OU L'ON RETROUVE LES EXPOSANTS NEGATIFS

Or, si nous nous rappelons notre extension de la notion d'exposant, selon laquelle nous avons posé, par exemple :

$1/10^2 = 10^{-2}$,

Nous pouvons dire que les dixièmes de mètre sont des 10^{-1} mètre, et les centièmes de mètres des 10^{-2} mètre.

La longueur se notera, par défaut :

$6 \times 10^0 + 2 \times 10^{-1} + 5 \times 10^{-2}$

Dès lors, nous voyons qu'il suffit d'étendre, vers la droite, notre grille à cases de la figure 4, mais en repérant les numéros des cases, à droite de la virgule (fig. 8), par les nombres **négatifs** – 1, – 2, – 3, etc.

Comme on le voit, les « poids » de ces cases à droite de la virgule seront : 1/10, soit 10^{-1} ; 1/100, soit 10^{-2} ; 1/1 000 ; soit 10^{-3}, etc.

SORTONS (ENFIN !) DU SYSTEME DECIMAL

Ce qui constitue la « perfection » du système décimal est sa logique, et non le fait que la « base » soit le nombre dix, choisi en partie à cause du nombre de doigts de la main, et, dit-on, en partie à cause de la propriété « magique » du nombre dix, qui est la somme des quatre premiers nombres entiers :

$10 = 1 + 2 + 3 + 4$.

A part cela, ce nombre n'est pas très intéressant. Il est mauvais pour les partages (dix ne se divise que par 2 et 5) et peu commode pour l'électronique.

Un système de numération utilisant, pour les groupements en « paquets », « caisses », « camions », etc., une « base » autre que dix serait tout aussi « parfait ». Il aurait la particularité d'avoir des tables arithmétiques (addition, soustraction, multiplication et division) différentes de celles que nous avons apprises dès notre petite enfance.

Un tel système présente aussi une autre particularité. La liste des symboles des nombres doit comporter autant de symboles que la « base » contient d'unités, pour pouvoir exprimer un nombre de un chiffre compris entre zéro (inclus) et le plus grand nombre entier inférieur à la base. En base dix, par exemple, il nous faut dix symboles, de 0 à 9.

Si nous choisissons une base inférieure à dix, nous utiliserons moins de symboles. Pour un comptage en base deux, il nous suffira de **deux** symboles. Pour une base supérieure à dix, seize par exemple, nous devrons disposer de seize symboles.

Quels symboles allons-nous utiliser ? Si la base est inférieure à dix, pourquoi ne pas employer ceux de la numération décimale, en nous limitant aux seuls qui nous sont utiles ? En « base deux », par exemple, utilisons les symboles 0 et 1 (en se rappelant que les symboles 2, 3... n'ont « plus de signification »).

Si la base est supérieure à dix, il est possible de prendre, pour les dix premiers symboles, ceux que nous connaissons (de 0 à 9). Et ensuite ? L'usage est d'utiliser les lettres de l'alphabet, en majuscules. Le A est le symbole du dix, le B du onze, etc.

Donc, après avoir choisi une base, nous allons procéder comme avec la méthode décimale, par groupement en « paquets », puis en « caisses », etc.

UN EXEMPLE AVEC UNE BASE EGALE A SEPT

Prenons comme exemple un cas purement abstrait, car il n'y aurait aucun intérêt à utiliser la base sept.

Nous disposons donc des symboles de chiffres 0, 1, 2, 3, 4, 5 et 6.

Examinons comment se noterait, en base sept, le nombre 1987. Comme nous l'avons dit, si nous disposions de 1987 objets, pour en exprimer le nombre en base sept, nous commencerions par les grouper en paquets de sept. La première question est « Combien obtiendrions-nous de paquets, et combien resterait-il d'objets non groupés ? »

Or, il y a un moyen très simple de le savoir. Divisons 1987 par sept. Nous obtenons un quotient de 283 et un reste de 6. Cela signifie que nous pourrons faire 283 paquets, et qu'il restera six objets.

Maintenant, avec ces 283 paquets, combien pourrons-nous faire de « caisses » de sept paquets de sept, et combien restera-t-il de paquets non groupables en caisses ? La même méthode nous donne la réponse : cherchons le quotient et le reste dans la division de 283 par sept.

Nous trouvons un quotient de 40 et un reste de 3. Il y aura donc quarante « caisses » et il restera trois paquets non groupables en caisses (plus les six objets non groupables en paquets).

Continuons. Avec ces 40 caisses, combien aurons-nous de

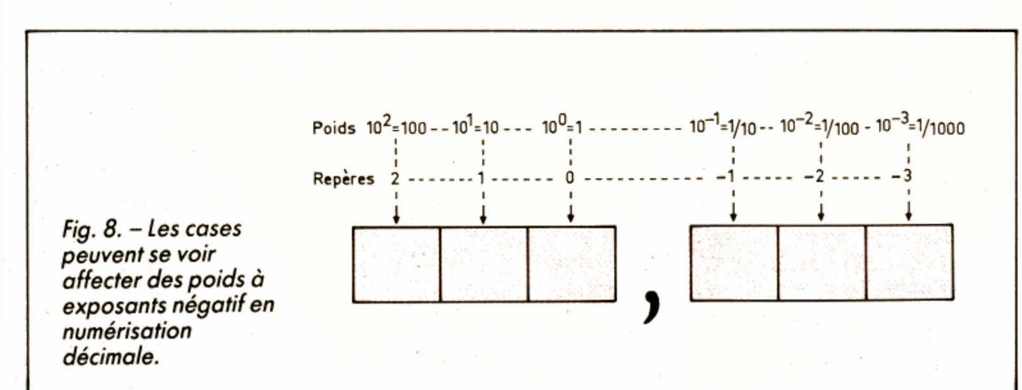


Fig. 8. – Les cases peuvent se voir affecter des poids à exposants négatif en numérisation décimale.

groupes de sept caisses, autrement dit combien de « camions » ? En divisant 40 par 7, on trouve un quotient de 5 et un reste de 5. Il y aura donc cinq « camions » et il restera cinq « caisses non groupées ». Notre collection de 1987 objets se trouve maintenant répartie en : cinq camions, cinq caisses, trois paquets, six objets.

Nous noterons donc ce nombre, en base sept, dans une grille, comme l'indique la figure 9. Sur cette figure, nous avons indiqué, comme pour les « grilles à cases » précédentes, le numéro de repère des cases (juste au-dessus) et le « poids » correspondant.

Ces « poids » sont :

$7^0 = 1$, $7^1 = 7$, $7^2 = 49$ et $7^3 = 343$

Une notation assez utilisée pour représenter un nombre avec une base B (non décimale) consiste à l'écrire entre parenthèses, en mettant la valeur de la base B en indice. Notre nombre se noterait alors :

$(5536)_7$

PAR PITIE, LISEZ EN OUBLIANT LE « DECIMAL » !

Dès maintenant, mettons les lecteurs en garde. On **ne doit pas lire**

ce nombre sous la forme « cinq mille cinq cent trente-six ». Si on le fait **on est sûr de se tromper** à un moment donné. En effet, le premier 5, le plus à gauche, ne signifie pas cinq fois « mille », mais cinq fois 343 (7^3), pas plus que le 3, par exemple, ne signifie « trente », car ce mot veut dire « trois fois dix ».

Les **chiffres** ont gardé la même signification qu'en décimal, mais, par exemple, le mot « cent » signifie 10^2 (et non 7^2), donc il **ne doit pas être utilisé pour énoncer** un nombre en base non décimale. Comment faut-il lire le nombre, alors ? La seule méthode correcte est d'énoncer les chiffres dans l'ordre : « cinq, cinq, trois, six ».

Remarquez en passant que, grâce à notre long (trop long) préambule sur la numération décimale, nous venons de justifier « sans en avoir l'air » les deux méthodes utilisables pour la conversion d'un nombre décimal en base 7 (divisions successives par sept) et pour la conversion opposée (multiplications des chiffres par les « poids » et addition).

Fig. 9. – Expression d'un nombre en base sept (les poids sont des puissances de sept).

Pourquoi insister à ce point ? Parce que bien des gens (pardon, messieurs les informaticiens) ont l'horrible habitude de lire les nombres exprimés en base seize (nous allons y arriver), quand ils ne comportent (ce qui est fréquent) que des chiffres appartenant à la notation décimale, comme s'il s'agissait de nombres décimaux. Tant mieux pour eux s'ils s'y retrouvent !

Vérifions que notre nombre en base sept est correct. Pour cela, il faut le reconvertir en nombre décimal, ce qui est très facile.

En effet, ce que nous avons écrit avec la notation :

$(5536)_7$

signifie :

$5 \times 7^3 + 5 \times 7^2 + 3 \times 7^1 + 6 \times 7^0$ ou :

$5 \times 343 + 5 \times 49 + 3 \times 7 + 6 \times 1$

Prenez une calculette, faites le compte, et vous trouverez bien une somme égale à 1987.

ENCORE DEUX EXEMPLES POUR ETRE BIEN SUR D'AVOIR COMPRIS

Convertissons en base cinq (symboles des chiffres 0, 1, 2, 3 et 4) le nombre décimal 2134.

Si on groupe 2 134 objets en paquets de cinq, on obtiendra 426 paquets et il en restera 4 (2134 divisé par cinq donne un quotient de 426 et un reste de 4). Ces 426 paquets se groupent en 85 « caisses » (de cinq paquets de cinq objets), et il reste un paquet (426 divisé par 5 : quotient 85, reste 1).

Groupons les 85 caisses en camions de cinq caisses. On pourra en faire 17 exactement, et il ne restera aucune caisse non groupée (85 par 17 : quotient 17, reste 0). Ces 17 camions se grouperont en trois « cargos » de cinq camions, et il restera deux camions.

Donc, il y a :

trois cargos, deux camions, pas de caisse isolée, un paquet, quatre objets

et on note le résultat en base 5 sous la forme :

$(32014)_5$

qu'on **ne lit pas** « trente-deux mille quatorze », mais « trois, deux, zéro, un, quatre ».

Cette notation signifie :

$3 \times 5^4 + 2 \times 5^3 + 0 \times 5^2 + 1 \times 5^1 + 4 \times 5^0$

soit $3 \times 625 + 2 \times 125 + 0 \times 25 + 1 \times 5 + 4$.

Le dernier exemple est une « colle » pour les lecteurs :

En quelle base doit-on exprimer le nombre 813 (hommage à Arsène Lupin !) pour qu'il s'écrive (1455) ? (Après avoir honnêtement cherché, si vous « séchez », ce qui ne serait pas du tout déshonorant, allez voir en page...).

La base est supérieure à 5, puisque le chiffre 5 est utilisé. En divisant 813 par la base à trouver, on trouvera un reste de 5 (puisque le chiffre des unités est 5).

Donc, 813 – 5 = 808 est divisible par la base. Si l'on ne retient que les facteurs supérieurs à 5, on trouve que 808 est divisible par 8, par 101, par 202, et par 404. En essayant la base 8, on voit que cela va.

Il aurait été, d'ailleurs, inutile d'essayer les bases 101, 202 ou 404 : avec de telles bases, le nombre trouvé aurait eu deux chiffres, car on ne peut faire de « caisses » de 101 × 101 objets avec 813 objets, encore moins avec une base 202 ou 404.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- **Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.**
- **Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.**
- **Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.**
- **Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).**
- **Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.**

RR – 06.11 : M. Hervé PEYRON, 58 NEVERS :
1° se désole de la destruction d'une paire de boomers ;
2° nous demande l'adresse des relais CELDUC.

1° Effectivement, vos boomers semblent bien être détruits... Pourtant, avec un amplificateur de 60 W, si ces haut-parleurs avaient réellement été conçus pour 80 W, un tel incident n'aurait pas dû se produire. Hélas, trop souvent, la puissance admissible indiquée sur le papier et la puissance admissible réelle sont deux choses bien différentes !
Si la sortie de l'amplificateur (vers les haut-parleurs) comporte un condensateur de forte capacité en série, vérifiez tout de même l'état de ce composant (peut-être en court-circuit) ; mais cela nous étonnerait.
Certes, on peut toujours faire réparer des haut-parleurs... à condition de trouver un technicien capable d'effectuer un tel travail. Mais, le plus souvent, le jeu n'en vaut pas la chandelle : réparation plus chère (main-d'œuvre) que l'achat du neuf.
2° Voici l'adresse des relais CELDUC : 54, rue Jean-Pierre-Timbaud, 92402 COURBEVOIE.
Ces établissements pourront vous indiquer l'adresse de leurs revendeurs-détaillants dans votre région.
Le modèle préconisé D31 C5110 (H.P. n° 1712, page 176) fonctionne sous 5 V et comporte 1 contact repos-travail (voir fig. 11).

RR – 06.12-F : M. Jacky FORGE, 30 Arles, nous demande de lui communiquer les caractéristiques et le brochage du circuit intégré CA 339.

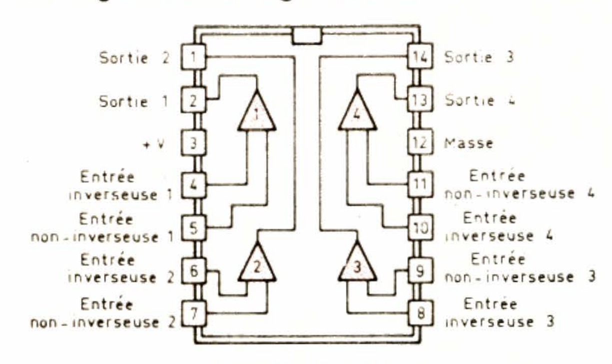


Fig. RR – 06.12

Le CA 339 est un quadruple comparateur de tension. Caractéristiques ***maximales :*** *alim. = + 36 V ou ± 18 V ; tension d'entrée = – 0,3 V à + 36 V (maximum au plus égal à la tension d'alimentation) ; courant de sortie = 50 mA ; Pd = 750 mW ; offset = 1 mV 5 nA ; tension différentielle d'entrée = 36 V ; polar. entrée = 25 nA ; courant d'alimentation avec sorties* ***ouvertes*** *= 0,8 mA ; gain = 200 V/mV ; temps de réponse = 1,3 µs.*
Brochage : voir figure RR-06.12.

RR – 06.14 : M. Gilbert DAMAIS, 69 LYON :
1° nous entretient de haut-parleurs (montés dans des enceintes) dont la membrane « talonne » et bute par des déplacements trop importants sur les graves un peu puissantes ;
2° voudrait prendre connaissance de montages de thermostats électroniques.

1° Vous ne nous dites pas de quel type d'enceinte il s'agit : enceinte close ? ou enceinte bass-reflex ?
Nous pensons qu'il doit s'agir du premier type (enceinte close). Alors, précisément, le phénomène que vous constatez pourrait bien provenir du fait que vos enceintes ne sont pas closes (!), c'est-à-dire insuffisamment hermétiques. Le volume d'air interne n'est plus enfermé, il y a des fuites... et donc, cela ne freine pas (ou pas assez) les déplacements des membranes.
2° Nous avons déjà décrit de nombreux montages de thermostats électroniques dans nos différentes revues auxquelles vous pourriez valablement vous reporter pour faire votre choix :
Thermostat à bande proportionnelle : Haut-Parleur *n° 1651, page 261.*
Thermostat différentiel : Radio-Plans *n° 406, page 97.*
Thermostat électronique TDA 1024 : Haut-Parleur *n° 1717, page 90.*
Thermostat à affichage digital : Electronique Pratique *n° 88.*
Thermostat d'ambiance : Electronique Pratique *n° 93.*
Quant à vous dire ou vous garantir que ces montages sont précis au dixième de degré près, nous ne pouvons vraiment pas nous engager ainsi sur ce point ; mais cela nous semble être bien exigeant !

RR – 06.15 : M. Joël DEVILLE, 60 COMPIEGNE, nous demande conseil pour l'utilisation d'un amplificateur HF linéaire à lampes installé à la suite d'un transceiver (en émission).

1° Si le « creux » anodique n'est obtenu avec le CV que lorsque ce dernier est complètement ouvert (capacité minimale), cela veut dire que le bobinage faisant suite est trop important. Il faut donc le réduire ; mais allez-y doucement (par fraction de tour seulement, ou bien espacez davantage les spires l'une par rapport à l'autre, ou bien encore, diminuez le diamètre de cette bobine).
2° Si le rendement est meilleur avec une seconde boîte de couplage entre TX et ampli, cela signifie que l'impédance d'entrée dudit ampli est incorrecte (trop forte ou trop faible). Il faudrait donc agir sur les valeurs de L et C du circuit d'entrée de l'amplificateur pour obtenir une impédance correcte, une bonne adaptation, et pouvoir supprimer cette boîte de couplage superflue à cet endroit.

En principe, la sortie de l'émetteur est reliée au circuit d'entrée de l'amplificateur HF par une ligne terminée par quelques tours couplés au circuit accordé ; entre la base de cet enroulement de couplage et la masse, il y a généralement un condensateur ajustable. Il suffit alors de régler ce dernier pour obtenir une bonne adaptation.
3° Lorsque tout est correct du point de vue adaptation d'impédance et fréquence de résonance de l'antenne, le maximum de HF rayonnée doit correspondre au « creux » de l'intensité anodique.

RR – 06.16 : M. Claude PONCET, 70 VESOUL, nous demande :
1° le schéma d'un montage... sorte de mesureur d'activité orageuse ;
2° les caractéristiques et les brochages possibles du circuit intégré LM 380 ;
3° le niveau requis pour une bonne image de télévision.

1° Dans notre revue Electronique Applications n° 34, page 25, nous avons décrit un mesureur d'activité orageuse... qui doit sans doute pouvoir correspondre à ce que vous recherchez (ou être adapté).
En tout état de cause, c'est le seul montage que nous avons à vous proposer.
2° Les caractéristiques et les deux brochages (14 et 8 broches) du circuit intégré LM 380 ont été publiés dans notre numéro 1655, page 260, auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.
Dans le montage envisagé, l'un ou l'autre type peut convenir, les caractéristiques électriques étant ***identiques ;*** *il suffit de respecter la correspondance des broches.*
3° Nous ne comprenons pas très bien le sens de cette troisième question. Nous supposons que vous voulez parler de la tension VHF ou UHF appliquée à l'entrée « antenne » d'un téléviseur pour l'obtention d'une image correcte...
S'il s'agit bien de cela, pour du « noir et blanc », il faut compter au moins une centaine de microvolts ; pour une émission « couleur », il faut 3 à 4 fois plus. Mais dans tous les cas, cela peut dépendre du téléviseur lui-même, de sa conception, de sa sensibilité propre.

RR – 06.17-F : M. Charles VOISIN, 69002 LYON, désire prendre connaissance des caractéristiques essentielles mais surtout du brochage du circuit intégré MM 74C925.

Le circuit intégré MM 74C925 comporte 4 compteurs décimaux, suivis de 4 mémoires, suivies d'un décodeur-driver multiplexé 7 segments permettant le comptage et l'affichage jusqu'à 9999. La mémoire (type latch) peut être soit transparente (par exemple, on affiche en permanence le contenu des compteurs), soit servir en mémoire (par exemple, après un comptage on transfère le contenu des compteurs dans la mémoire et celui-ci reste affiché pendant tout le temps du comptage suivant).
Ce circuit peut être alimenté de 3 à 6 V ; le signal sur les entrées ne doit pas dépasser 15 V. Boîtier DIL 16 pattes ; brochage, voir figure RR-06.17 où la patte 11 (horloge) correspond à l'entrée des signaux à compter après mise en forme.
Le 74C925 est d'ailleurs similaire au 74C926 dont il a été question dans des montages décrits dans nos numéros 1672 (p. 151) et 1733 (p. 122/124) ; néanmoins, le 74C926 est présenté en boîtier 18 pattes avec une broche « Carry Out » qui n'existe pas sur le 925.

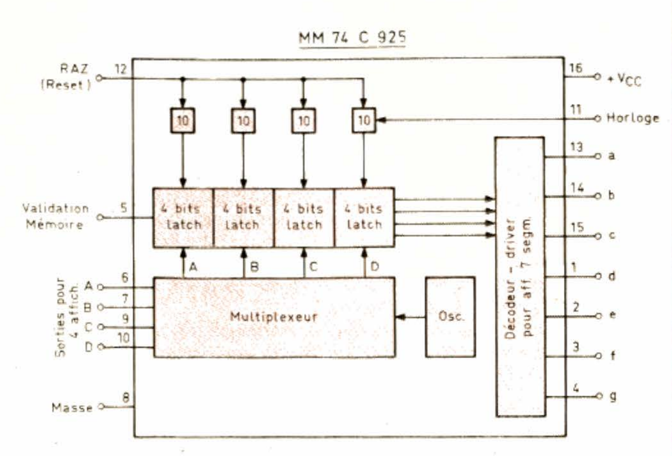


Fig. RR – 06.17

RR – 06.18 : Un lecteur qui a oublié de nous indiquer ses nom et adresse (56 LORIENT-GOURIN, d'après le cachet de la poste) nous entretient des onduleurs convertisseurs d'alimentation (continu/alternatif).

Contrairement à ce que vous écrivez, nous avons déjà décrit plusieurs montages ***pilotés*** *sur 50 Hz. Voyez par exemple nos numéros 1663 (p. 191) et 1695 (p. 38), ainsi que* Radio-Plans *n° 460 (p. 71) et* Electronique pratique *n° 86 (p. 49).*
Puisque seule la partie « pilotage 50 Hz » vous intéresse, reportez-vous aux montages indiqués et ne considérez que la partie en question...
Ces pilotes étant généralement suivis de transistors de puissance, vous disposerez d'une énergie largement suffisante pour commander vos gâchettes.
En revanche, nous n'avons aucun montage à vous proposer correspondant à la puissance indiquée dans votre lettre (5 kW !). Le convertisseur le plus puissant ayant fait l'objet d'un article dans notre revue est un montage 24 V continu/ 110-220 V 50 Hz, 1 kW (réalisation du Laboratoire d'applications de la R.T.C.) ; il a été décrit dans notre numéro 1291 qui est certainement épuisé maintenant. Cette réalisation comportait d'ailleurs elle-aussi un circuit de pilotage à 50 Hz. En fait, que l'autocommutation soit faite par des transistors ou par des thyristors ne change rien au principe.

RR – 07.01 : M. Hervé BROUSSET, 03 VICHY :
1° aimerait utiliser facultativement en pont les sorties stéréo d'un amplificateur BF afin d'obtenir un ampli mono beaucoup plus puissant lorsque cela serait nécessaire ;
2° nous fait part d'ennuis rencontrés dans le remplacement d'un potentiomètre à 4 cosses (prise auxiliaire pour circuit « loudness » dont l'intérêt n'est pas évident) par un potentiomètre normal à 3 cosses.

*1° On ne peut pas monter en pont une sortie « stéréo » aussi facilement que vous supposez le croire ! En effet, dans un montage de pont, il faut nécessairement que l'une des voies soit en opposition de phase par rapport à l'autre ; cela suppose l'intercalation d'un étage déphaseur supplémentaire apportant un décalage de 180° des signaux considérés. Cette adjonction n'est guère envisageable sur un appareil certainement réalisé en circuits imprimés (****pratiquement,*** *évidemment) ; en outre, il ne serait pas question d'envisager une commutation « pont ou stéréo ».*
2° Il est très possible que le potentiomètre spécial à prise auxiliaire dont vous nous entretenez n'existe plus ou ne soit plus fabriqué.
Vous avez fait une tentative de le remplacer par un potentiomètre normal à 3 cosses (en laissant le 4e fil libre). C'est très bien et c'est ce qu'il fallait faire... Néanmoins, vous n'avez pas choisi le bon type de potentiomètre. Vous avez monté un 22 k ***A,*** *c'est-à-dire à loi de variation linéaire, ce qui provoque une augmentation brusque du volume sonore (non étalée). Ce qu'il vous faut monter est un 22 k* ***B,*** *c'est-à-dire à loi de variation logarithmique.*

RR – 07.02 : M. Pascal GENEST, 22 DINAN :
1° nous demande un schéma d'amplificateur HF d'une trentaine de watts pour un émetteur FM ;
2° désire savoir s'il existe des ouvrages traitant de l'utilisation pratique des oscilloscopes ;
3° recherche les dossiers techniques se rapportant à différents appareils en sa possession ;
4° recherche le fournisseur possible pour un tube cathodique D 13-620 GH.

1° Nous supposons que l'amplificateur pour émetteur FM dont vous nous entretenez doit être conçu pour la bande FM de radiodiffusion (88 - 104 MHz) ; ceci n'est pas précisé dans votre lettre.
Dans l'affirmative, nous vous renvoyons au montage que nous avons décrit dans le n° 1690 du Haut-Parleur, *pages 83 et suivantes.*
Bien entendu, dans votre cas, vous ne construirez que la carte dite « driver BLW 86 » (p. 87) qui correspond sensiblement à ce que vous recherchez.
2° Il existe en effet des ouvrages traitant de l'utilisation pratique, en général, des oscilloscopes. Vous pourriez vous adresser à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.
Par ailleurs, dans notre revue Le Haut-Parleur, *nous avons publié une suite d'articles s'étalant du n° 1706 au n° 1717 inclus traitant précisément de ce même sujet.*
3° Pour vous procurer les dossiers techniques des appareils dont vous nous entretenez, il faut les demander, soit à votre vendeur (là où ils ont été achetés), soit aux constructeurs (Metrix, Grundig, etc.).
4° Même réponse en ce qui concerne le tube cathodique D 13-620 GH. Nous ne pouvons pas présumer si tel ou tel revendeur dispose ou non du tube recherché. Le mieux est évidemment de vous adresser là où vous avez acquis l'oscilloscope, le fournisseur se devant de posséder toutes les pièces de maintenance pour les appareils qu'il vend.

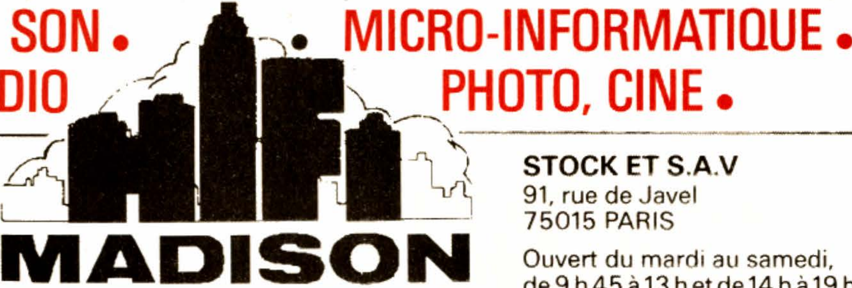
RR – 07.03 : M. Maurice LAFOND, 75014 PARIS :
1° nous communique la photocopie du schéma d'une table de mixage commerciale et désire connaître les caractéristiques du transformateur d'alimentation qui vient de griller afin de le remplacer ;
2° désire que nous lui expliquions ce que représente la tension chiffrant la sensibilité d'une entrée d'un amplificateur BF.

1° Avec toutes les réserves d'usage, cela va de soi étant donné que nous ne pouvons examiner qu'un schéma et non pas l'appareil lui-même, nous pensons que le transformateur T_1 d'alimentation devrait présenter les caractéristiques suivantes : primaire = 220 V~ ; secondaire = 2 × 22 ou 2 × 25 V~ ; puissance 80 VA ; en noyau classique E et I ou en noyau torique, selon ce qui existe déjà et avait été prévu par le constructeur (modèle courant dans le commerce).
2° La sensibilité d'entrée d'un amplificateur est la tension BF qu'il faut appliquer sur l'entrée considérée d'impédance Z donnée pour obtenir la pleine puissance de sortie. Plus une entrée est sensible, plus cette tension BF est faible.
Il est bien évident que cette sensibilité varie avec chaque entrée car, pour reprendre votre exemple, le gain global est bien plus grand pour une entrée microphonique que pour une entrée dite « auxiliaire »...

RR – 07.05 : M. Roland VERCHERE, 45 ORLEANS :
1° nous demande s'il existe un ou des types de circuits intégrés regroupant tous les étages d'un radiorécepteur... à amplification directe ;
2° nous fait la description des diverses antennes existant sur la terrasse de son immeuble (copropriété) et désire connaître la marche à suivre pour l'installation de nouvelles antennes pour la 5 et M6, pour une parabole pour satellite et pour une antenne spéciale O.C.

1° Il existe effectivement des circuits intégrés regroupant les diverses fonctions d'un radiorécepteur. Mais on procède généralement en deux temps, c'est-à-dire que l'on a un circuit intégré pour les fonctions RF + CF + FI + détection, et un

TV • VIDEO • HI-FI • SON • • AUTORADIO • MICRO-INFORMATIQUE • PHOTO, CINE •



ET AUSSI...
« EXPRESS-CASH »
Z.I. OUEST Les Sables
3, rue Lavoisier – 91420 MORANGIS
Tél. : 64.48.72.03

STOCK ET S.A.V
91, rue de Javel
75015 PARIS
Ouvert du mardi au samedi,
de 9 h 45 à 13 h et de 14 h à 19 h.

127, RUE SAINT-CHARLES – 75015 PARIS – MÉTRO : CHARLES-MICHELS – TÉL. : (1) 45.78.81.16

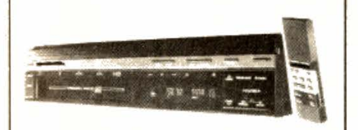
LIBERTÉ DES PRIX = PRIX LIBÉRÉS

LE MOIS DES PROMOTIONS

UNE IDÉE DE NOS PRIX

MAGNÉTOSCOPE

Grande marque Japonaise, VHS, H.Q., Télec. IR.



3590 F

TÉLÉVISEUR COULEUR

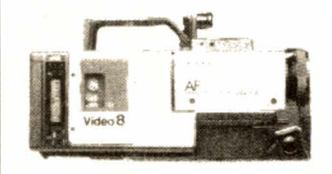
PAL/SECAM, 36 cm. Télec. IR. Grande marque Japonaise.



2490 F

CAMESCOPE SONY

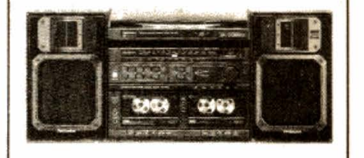
CCDV 100 PRO. Disponible



14900 F
+ cadeau

HI-FI TECHNICS

Chaîne Technics complète X 11 W. Double K7.



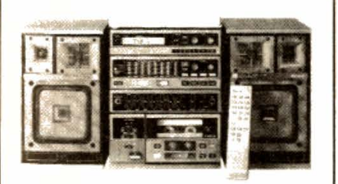
2950 F

TOUTES LES GRANDES MARQUES AU PRIX MADISON

Matériel garanti **2 ANS** pièces et main-d'œuvre – Grande expo de **TÉLÉ, MAGNÉTOSCOPES, HI-FI, etc.**

SONY

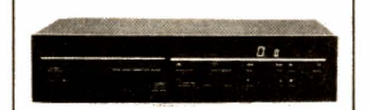
FH 150 R
Exceptionnel



3990 F

PLATINE LASER

Grande marque Japonaise, 3 faisceaux



1390 F

JVC

Camescope VHS, GRC 11



PRIX EXCEPTIONNEL
+ cadeau

SUPER !!!

1 magnéto H.Q, grande marque. Téléc. IR.
+ 1 TVC 55 cm PAL/SECAM, téléc. Grande Marque





8390 F

CASSETTES AUDIO ET VIDÉO

TDK, Sony, Fuji, Basf, etc.
PRIX COMITÉS D'ENTREPRISES



Carte D'acheteur sur demande

DISPONIBILITÉ DE TOUTE LA GAMME DANS CHAQUE MARQUE

YAMAHA

Tuner extra sensible



PRIX DINGUE !
850 F

KENWOOD

Chaîne 54 complète avec meuble



4200 F

Tout crédit possible :
Carte Bleue, Carte Aurore, etc.

Des marques : JVC, Hitachi, B et O, Philips, Canon, Yamaha, JBL, Martin, Ditton, Grundig, Sanyo, Panasonic, Technics, Sony, Denon, etc.

second circuit intégré pour les étages BF. Par ailleurs, il faut noter que cela n'existe que pour les montages à changeur de fréquence, et non pour les montages à amplification directe. En fait, présentement, de tels montages ne seraient plus utilisables... On recevrait 4 ou 5 stations en même temps (sélectivité insuffisante) !

2° Pour l'installation de toutes les antennes qui existent déjà sur votre immeuble, vous avez certainement dû en passer à **chaque fois** par l'autorisation du conseil d'administration, c'est-à-dire l'autorisation de tous les copropriétaires.

Pour l'installation de nouvelles antennes (TV5 – M6 – parabole – antennes OC, etc.), le processus reste entier et strictement le même, à savoir l'autorisation préalable et l'accord de la collectivité de l'immeuble.

RR – 07.04-F : M. Lucien FAURE, 12 MILLAU :
1° nous demande des précisions complémentaires au sujet du montage publié dans *Electronique Pratique* n° 88, page 65 ;
2° désire connaître les caractéristiques et brochages des circuits intégrés CA 139 et TDC 0124.

1° Electronique Pratique *n° 88, page 65.*

a) Page 67 : Les circuits intégrés D et C sont bien représentés implantés correctement. Regardez les pattes d'alimentation pour A et B ; vous retrouvez bien les ***mêmes pattes*** *sur le circuit d'alimentation entre + V et masse pour D et C.*

b) Pour commander des triacs, il faut supprimer les LED et les deux gâchettes des triacs se connectent respectivement aux bouts des résistances R_9 et R_{18}.

2° ***CA 139 :*** *Quadruple comparateur de tension. Caractéristiques limites : alimentation = + 36 V ou ± 18 V ; tension différentielle d'entrée = ± 36 V ; tension d'entrée = – 0,3 V à + 36 V ; Pd = 750 mW ; offset = 2 mV 3 nA ; polar. = 25 nA ; intensité d'alimentation (en sortie ouverte) = 0,8 à 2 mA ; courant de sortie max. = 16 mA ; gain de tension = 200 V/mV ; temps de réponse = 1,3 µs.*

TDC 0124 : *Quadruple amplificateur opérationnel. Pd = 500 mW ; alimentation ± 16 V ou + 32 V ; tension d'entrée = – 0,3 V à + 32 V ; amplification de tension = 100 dB ; polarisation = 45 nA ; offset = 2 mV 5 nA.*

Brochages : voir figure RR-07.04.

RR – 07.06 : M. Benoît JANDARD, 93 MONTREUIL :
1° a entendu parler de l'existence d'un microprocesseur Z80 « tournant » à 8 MHz... Est-ce exact ?
2° désire quelques précisions concernant l'adaptateur couleur pour minitel décrit dans notre n° 1727.

1° Sur la documentation technique Zilog en notre possession, nous notons pour les microprocesseurs le type Z80 A tournant à 4 MHz et le type Z80 B tournant à 6 MHz ; c'est tout !

Toutefois, il existe peut-être maintenant la version C admettant une fréquence d'horloge supérieure (8 MHz ??)... mais nous n'en avons pas eu connaissance.

2° Concernant l'adaptateur couleur pour minitel décrit dans notre n° 1727, son schéma et notamment ses branchements sont indiqués sur la figure 1, page 57. Les entrées sont donc à connecter sur le minitel aux points indiqués sur la figure 5. Vous ne vous occupez pas de I, et pour votre gouverne sachez que V et G se correspondent (G = green, *c'est-à-dire vert).*

RR – 07.07 : M. Daniel TEYSSIER, 35 SAINT-MALO :
1° nous demande des précisions concernant le branchement de l'antenne sur un récepteur FRG 7700 ;
2° recherche un dispositif anti-larsen parfaitement efficace à utiliser en sonorisation de salles de spectacle.

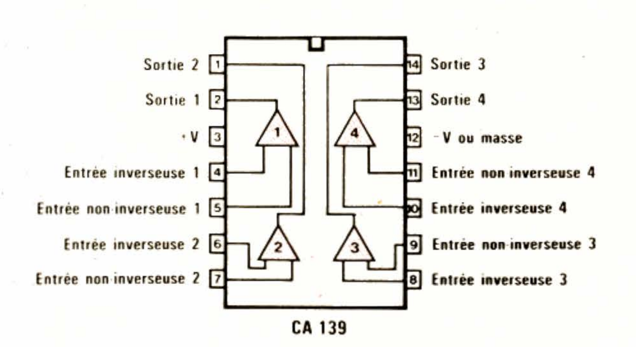
1° Concernant le récepteur FRG 7700, les abréviations BC et SW signifient respectivement (en français) : radiodiffusion et ondes courtes.

En conséquence, dans ce que nous suggérons page 99 du n° 1670, une antenne filaire normale est branchée sur le connecteur BC, et le condensateur de 100 pF dérive ***également*** *les signaux captés par l'antenne sur le connecteur d'entrée ondes courtes SW.*

2° Nous sommes désolés de vous décevoir, mais il n'existe aucun dispositif anti-larsen vraiment efficace.

L'effet Larsen est provoqué par le retour d'arrière en avant dans la chaîne amplificatrice (c'est-à-dire des haut-parleurs vers le microphone) d'une certaine bande de fréquences (le plus souvent située dans le médium aigu). On a donc proposé des filtres éliminateurs de cette bande de fréquences... Mais à partir de là, l'amplificateur n'est plus fidèle, car il ne reproduit plus (non plus) les fréquences des instruments situées dans la bande éliminée ; il y a un trou dans la reproduction. De plus, cette bande de fréquences se déplace en fréquence selon les caractéristiques acoustiques du local ; si bien que tel montage efficace pour tel endroit ne l'est plus pour tel autre !

Il n'existe donc qu'une solution réellement valable qui passe par l'emploi de microphones et de haut-parleurs très ***directionnels.*** *Lors de l'installation dans tel ou tel local considéré, il faut rechercher la disposition et l'orientation de ces organes pour lesquels l'effet Larsen est minimal ou nul.*



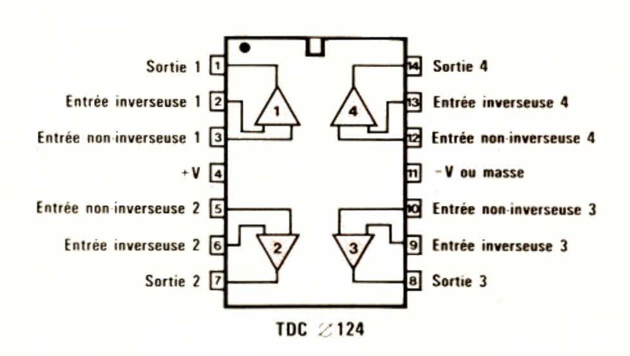


Fig. RR – 07.04

RR – 07.11 : M. Dominique MEUNIER, 51 SUIPPES :
1° nous demande de lui indiquer le brochage et les types de remplacement pour les afficheurs MAN 72 (anode commune) introuvables actuellement dans le commerce ;
2° voudrait savoir s'il existe des « circuits lignes à retard »...

1° L'afficheur MAN 72 doit certainement dater de 12 à 15 ans... En tout cas, il ne figure plus nulle part, sur aucune de nos documentations. Ce que l'on utilise couramment maintenant en « anode commune » est le MAN 6760 (Mosanto) ou le FND 507 (Fairchild)... mais nous ne pouvons pas vous dire si ces afficheurs présentent le même brochage que le MAN 72.
Vous pouvez d'ailleurs déterminer vous-même le brochage du MAN 72 à l'aide d'un simple élément de pile de 1,5 V en le connectant au hasard sur les broches et en recherchant celles qui provoquent l'éclairement de tel ou tel segment.
2° Qu'entendez-vous par « circuits ligne à retard » ? Il existe notamment des lignes à retard luminance, des lignes à retard chrominance (temps différents). Peut-être songez-vous à des circuits intégrés ? Dans ce cas, nous n'avons pas connaissance de l'existence d'un tel composant dont ce soit le seul rôle... Nous ne voyons que le circuit TDA 4560 destiné à améliorer les transitoires couleur, c'est-à-dire à raidir les fronts des signaux R–Y et B–Y souvent détériorés par le codage, qui intègre également un circuit provoquant un retard (d'ailleurs ajustable) dans le signal Y (ce qui permet précisément de supprimer la classique ligne à retard luminance).

RR – 07.12 : M. Patrice CHEMINAL, 95 PONTOISE, nous entretient de la foudre, de ses dégâts, de ses manifestations, des précautions à prendre, etc.

Tout d'abord, il faut que vous sachiez que les manifestations de la foudre et de ses dégâts sont absolument ***imprévisibles !***
Nous ne pouvons pas, dans le cadre de cette rubrique, entrer dans les détails (pas plus que sur les précautions éventuelles à prendre) et nous vous prions de bien vouloir vous reporter aux articles que nous avons déjà publiés sur le sujet. Voyez par exemple nos revues suivantes :
Haut-parleur *nos 1634 (p. 99) – 1635 (p. 67) – 1636 (p. 187).*
Electronique Applications *n° 34 (p. 33) et n° 35 (p. 31).*
Prenez également connaissance de la réponse que nous avons faite dans Le Haut-Parleur *n° 1709, page 131, ainsi que de notre article publié dans le n° 1701, page 75.*
Vous aurez ainsi un dossier complet sur la foudre, ses risques, ses dégâts et les précautions éventuelles à prendre... ce genre de question se renouvelant régulièrement tous les ans à la même époque !

RDP 001

UN EVENEMENT A NE PAS MANQUER !

RADIO-PLANS NUMERO HORS-SERIE

Indépendamment de la réalisation d'une console de mixage 16 voies de grande classe, l'amateur d'électronique au service du son trouvera, dans ce numéro de 196 pages tout en quadrichromie, une mine de renseignements et de tours de mains. Tous les exemplaires de cette édition seront numérotés.

En vente uniquement par souscription.

(Réservé à la France métropolitaine et aux DOM-TOM).

Bon de commande (souscription)

*Je désire recevoir dès sa parution, le **14 janvier 1988**, le numéro hors série de **Radio-Plans**.*

Je joins à ma commande la somme de 120 F (frais de port inclus) par :

☐ chèque bancaire

☐ chèque postal (sans N° de CCP)

libellé à l'ordre de **Radio-Plans**

Nom : .... Prénom : ....

Adresse : ....

.... Code Postal..................

Signature :

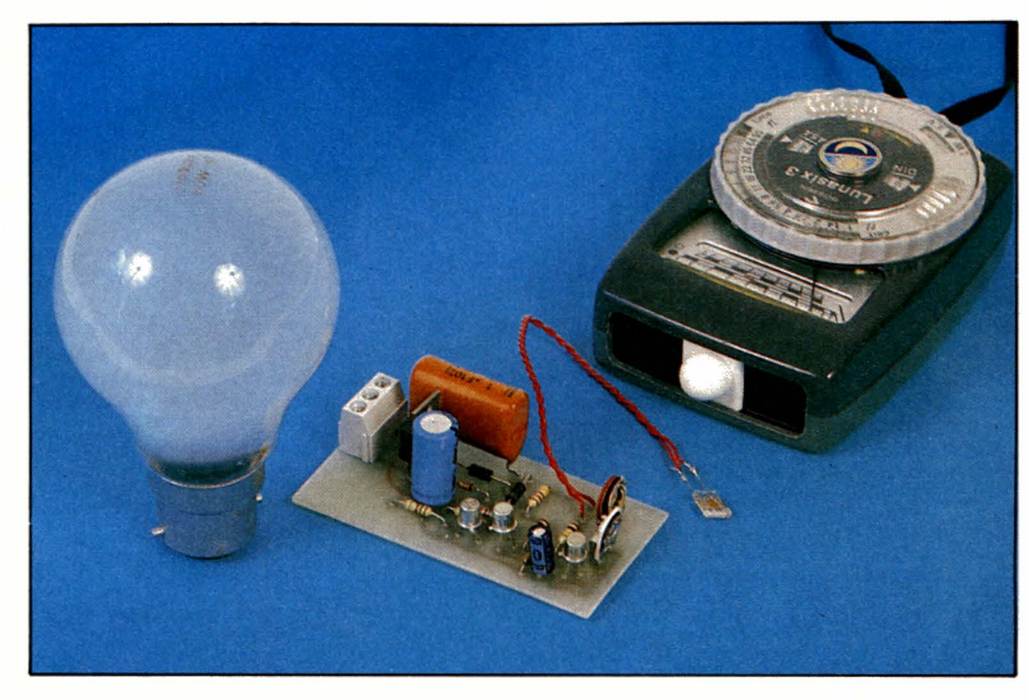




INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE

A QUOI ÇA SERT ?

Vous connaissez sans doute les systèmes d'allumage automatique de lampes pour l'éclairage public ? Ce que nous vous proposons ici est une version « maison » de ces systèmes. Le dispositif sert à allumer une lampe lorsque l'intensité lumineuse tombe, à la fin du jour par exemple. Ce système servira aussi à l'éteindre le matin.



LE SCHEMA

Le montage que nous vous proposons ici a été conçu de façon à être le plus économique possible. Pas de transformateur d'alimentation pour l'électronique de détection, pas de relais pour la commutation de la puissance.

L'alimentation se fait à partir d'un redressement direct du secteur avec un condensateur permettant de faire chuter la tension sans perte thermique, ce qu'une résistance n'aurait pas manqué de faire. Attention, le montage travaille sous la tension du secteur, une fois réalisé, il demande une grande prudence de manipulation, le secteur risque de vous électrocuter si vous n'y prenez garde. Ne touchez pas le montage avec les deux mains, gardez-en une dans le dos... Travaillez au sec...

L'alimentation délivre une tension à vide de 8,2 V limitée par la diode Zener, le condensateur C_2 filtre la tension. Le système est construit autour d'un trigger de Schmitt à transistors. Ce trigger est

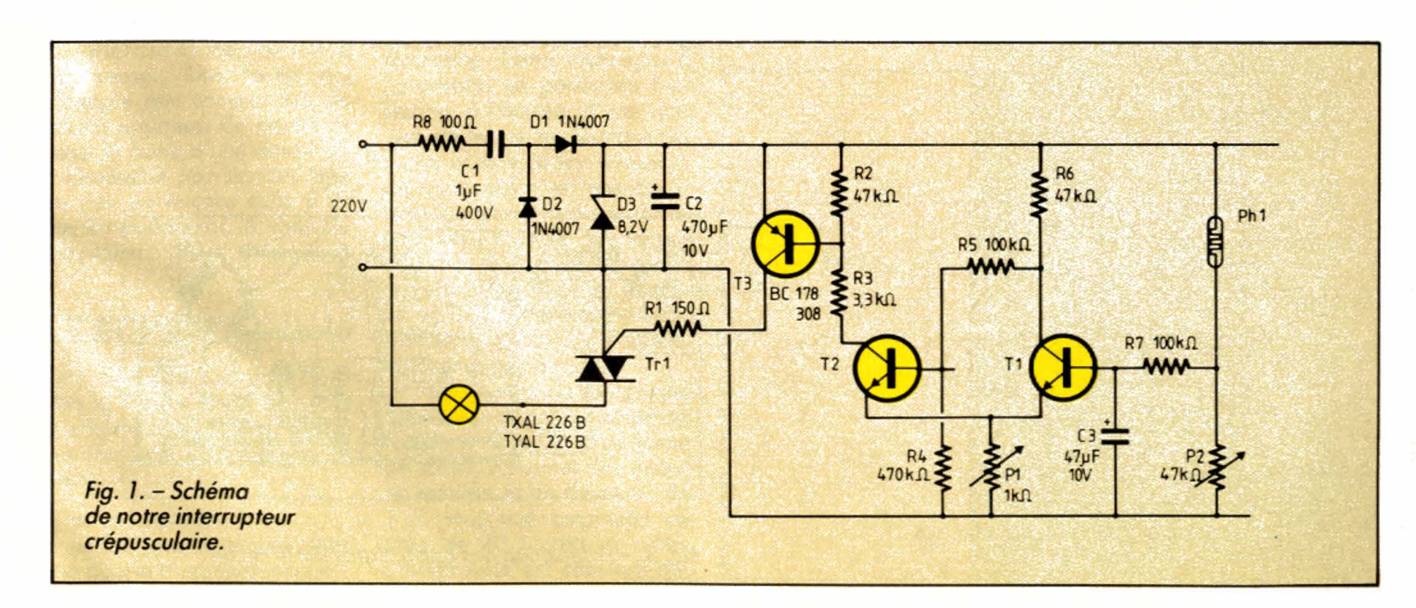
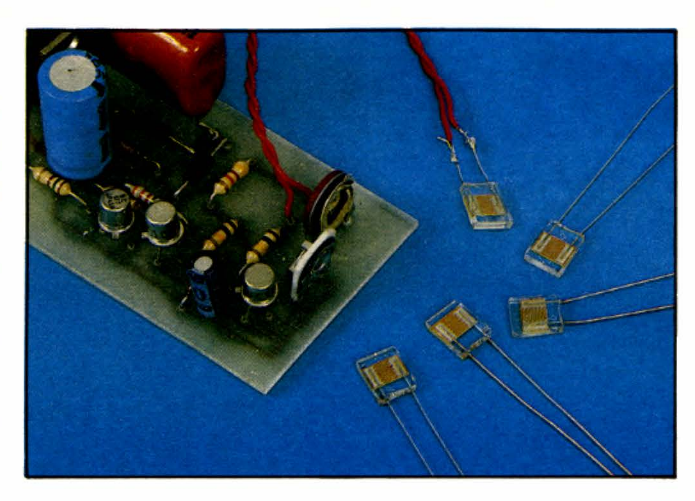


Fig. 1. – Schéma de notre interrupteur crépusculaire.

INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE

constitué des transistors silicium T_1 et T_2. Lorsque la lumière faiblit, la photorésistance Ph_1 voit sa valeur ohmique baisser, la tension de base de T_1 diminue, sa tension de collecteur augmente et est transmise à la base de T_2 par R_5. T_2 se met alors à conduire, le courant dans P_1 augmente et accélère le basculement. T_1 se bloque et T_2 conduit. Lorsque le jour revient, la valeur de la photorésistance diminue, la base de T_1 devient plus positive, T_1 conduit et T_2 se bloque.



Le potentiomètre P_2 constitue, avec la photorésistance, un diviseur potentiométrique, il permet de régler le seuil d'allumage, seuil variant entre 0,3 lux et 60 lux suivant le réglage de la résistance.
P_1 sert à ajuster l'hystérésis du montage, c'est-à-dire le point d'extinction que l'on situera assez au-dessous du point d'allumage pour éviter les allumages et extinction à la tombée du jour en présence de nuages. R_7 et C_3 ralentissent le processus de commande et évitent la commande par une variation brusque de lumière.
Le courant de collecteur de T_2 passe dans la base de T_3, un PNP qui commande le courant de gachette d'un triac.

REALISATION

Elle se fait bien sûr sur circuit imprimé dont nous donnons le schéma. Il n'y a pas de difficulté majeure de réalisation, la photorésistance sera une RPS 5 CS 2 F de Segor.
Le triac sera un modèle courant, nous avons eu des problèmes avec un BTA 08-400B de MTC pas assez sensible pour cette application.

Si la réalisation se fait sans problème, lors de l'utilisation, on veillera à ce que la photorésistance ne voit pas la lampe commandée, à moins que vous n'ayez envie de réaliser un clignotant... Pour faciliter le réglage, nous vous conseillons de déconnecter le condensateur C_3 afin d'éviter la temporisation, gênante à ce moment.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances
R_1 : 150 Ω
R_2, R_6 : 47 kΩ
R_3 : 3 300 Ω
R_4 : 470 kΩ
R_5, R_7 : 100 kΩ
R_8 : 100 Ω

Condensateurs
C_1 : 0,1 µF 400 V MKT
C_2 : chimique 470 µF 10 V
C_3 : chimique 47 µF 10 V

Diodes
D_1, D_2 : 1N 4007
D_3 : zener 8,2 V

Transistors silicium
T_1, T_2 : NPN, BC 108 ou 238
T_3 : PNP, BC 178 ou 308

Tr_1 : triac TX (ou Y) AL 226 B (attention, certains triacs ne sont pas assez sensibles)
Ph_1 : photorésistance Segor RPS 5C S2 F

Potentiomètres ajustables, 1 tour vertical
P_1 : 1 kΩ
P_2 : 47 kΩ

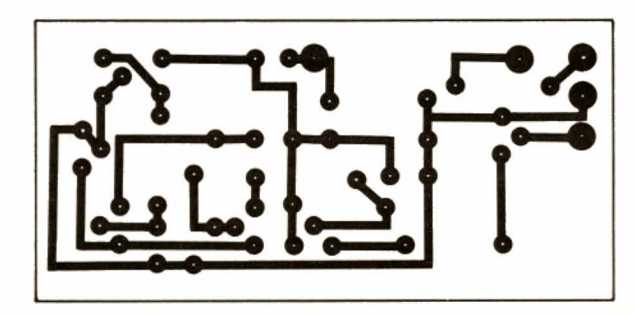


Fig. 2. – Le circuit imprimé (échelle 1/1).

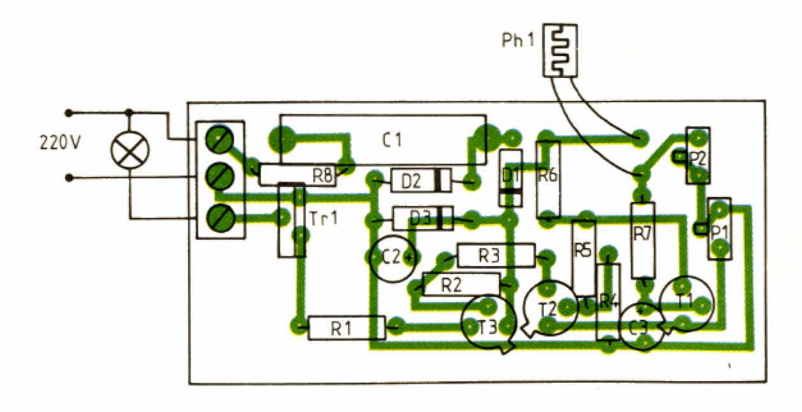
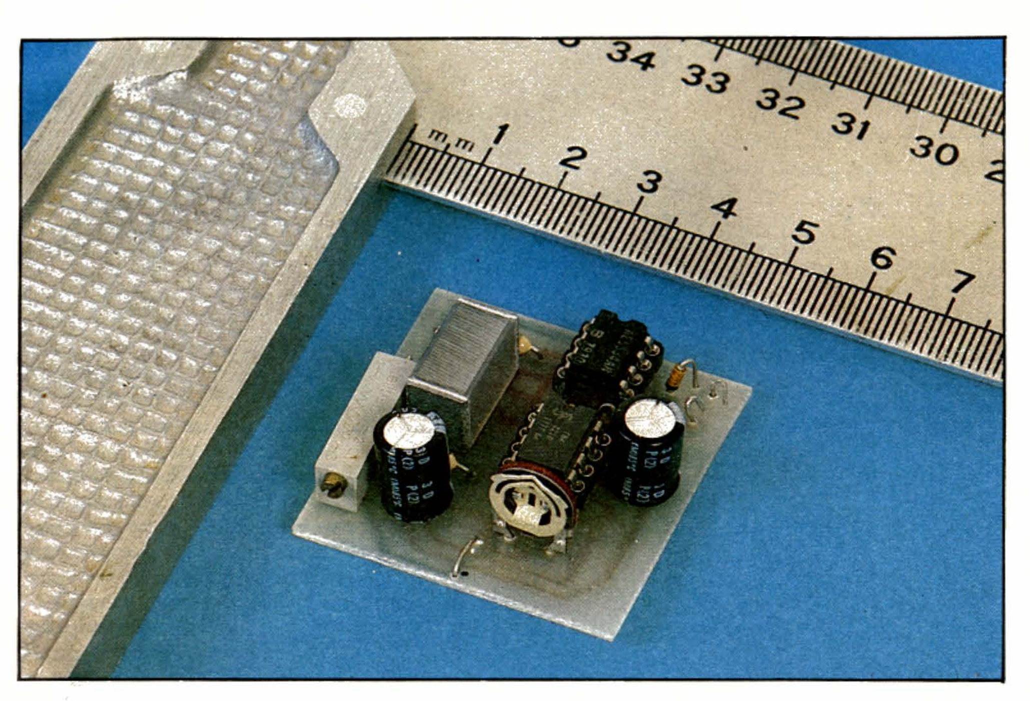


Fig. 3. – Disposition des composants sur le circuit imprimé.



EQUARISSEUR DE SIGNAUX ETC



A QUOI ÇA SERT ?

Vous avez un générateur de signaux sinusoïdaux et vous avez besoin, ou envie, de signaux carrés, moins mélodieux à l'oreille mais de forme rigoureuse... Une forme qui s'adapte aux commandes de circuits logiques. Ce peut être aussi la base d'une étude de transmission par signaux tout ou rien ou encore celle d'un ampli numérique... A vous de l'exploiter.

LE SCHEMA

Tout d'abord, un petit tour vers la théorie avec, figure 1, le schéma synoptique. Nous y voyons deux éléments principaux :

- un comparateur ;
- un intégrateur monté dans une boucle d'asservissement.

L'intégrateur reçoit une tension de référence qui pourra être quelconque et la tension de sortie. Le système d'asservissement se débrouille tout seul pour que la valeur moyenne de la tension de sortie soit égale à la valeur de référence. Cette technique a l'avantage de permettre l'injection, à l'entrée, d'une tension de forme quelconque, et mieux encore, si votre tension de référence n'est pas continue, le rapport cyclique du signal sera modulé par la valeur de référence, d'où la possibilité de moduler la sortie en rapport cyclique... Intéressant, non ? Seconde figure, le schéma de principe.

Le comparateur du synoptique est remplacé par un ampli op rapide et à faible impédance de sortie, il permet des temps de montée et de descente de 1 µs avec une amplitude de près de 30 V crête à crête. L'intégrateur est construit autour d'un 741 compensé en offset, P_1 règle le point de fonctionnement et, par suite, le rapport cyclique. La diode D_1 désymétrise l'alimentation et compense, de ce fait, la différence de tension de saturation des transistors de sortie de l'ampli op 5534, ce qui symétrise l'onde de sortie. La tension d'alimentation variera de ± 4 V à ± 15 V, elle sera symétrique et régulée.

Pour moduler le montage en rapport cyclique, le point A recevra une tension par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison (à moins que la tension AF n'ait une valeur moyenne nulle).

REALISATION

Le circuit imprimé et l'implantation devront être suivis, les composants seront implantés dans le bon sens, c'est indispensable pour le bon fonctionnement. On injectera à l'entrée une tension d'amplitude relativement élevée, par exemple 100 mV, la sortie donnera une tension rectangulaire à moins que le curseur de P_1 ne soit trop éloigné du zéro. Dans ce cas, agir sur son curseur pour obtenir le signal. Le réglage d'offset se fait en court-circuitant la masse et le curseur de P_1 (curseur au centre du potentiomètre, sinon on risque de le griller), on mesure

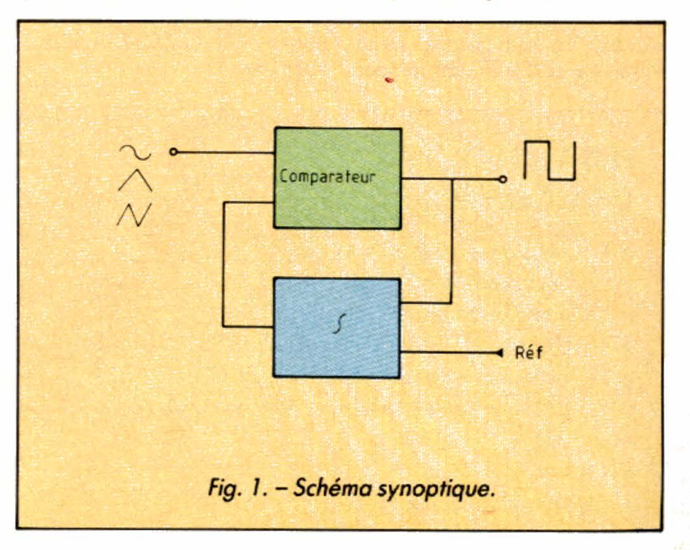


Fig. 1. – Schéma synoptique.

EQUARISSEUR DE SIGNAUX ETC

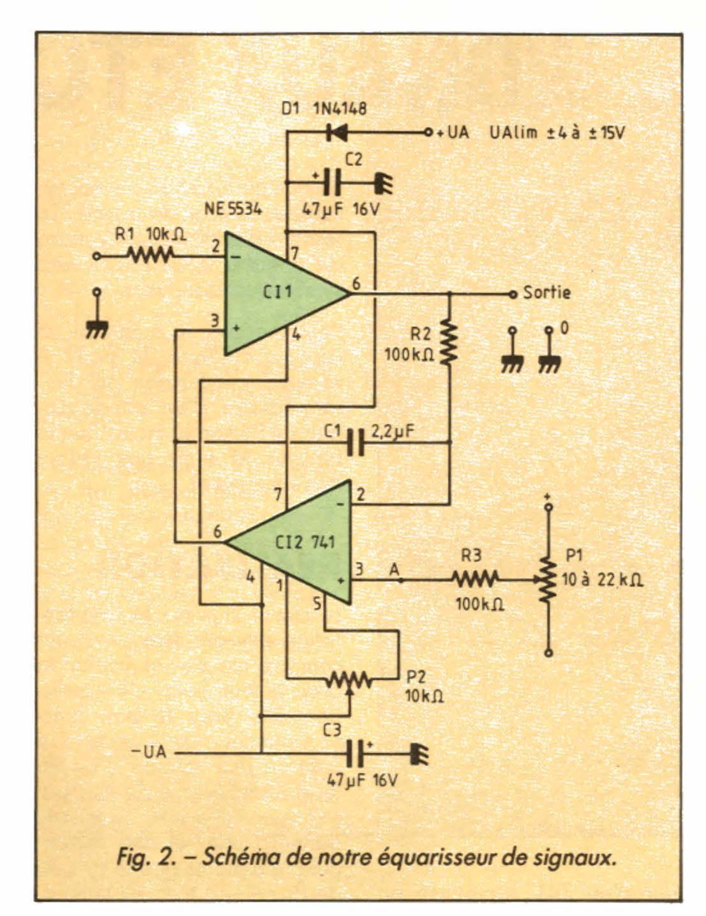
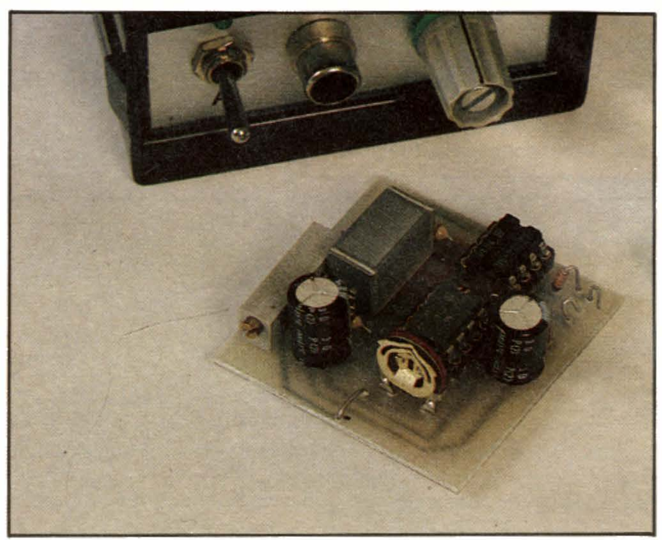


Fig. 2. – Schéma de notre équarisseur de signaux.



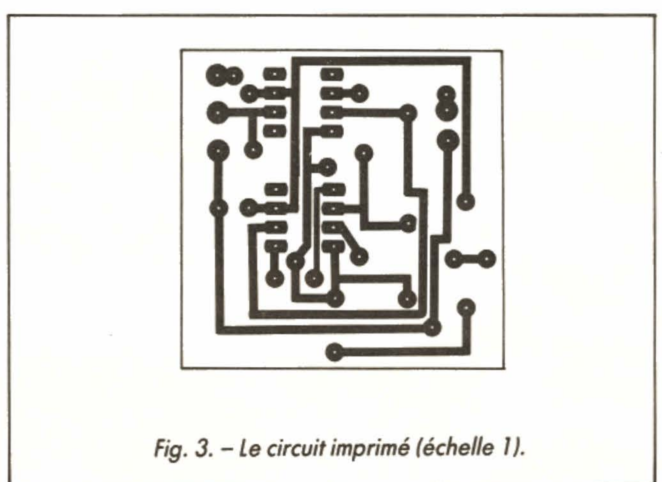


Fig. 3. – Le circuit imprimé (échelle 1).

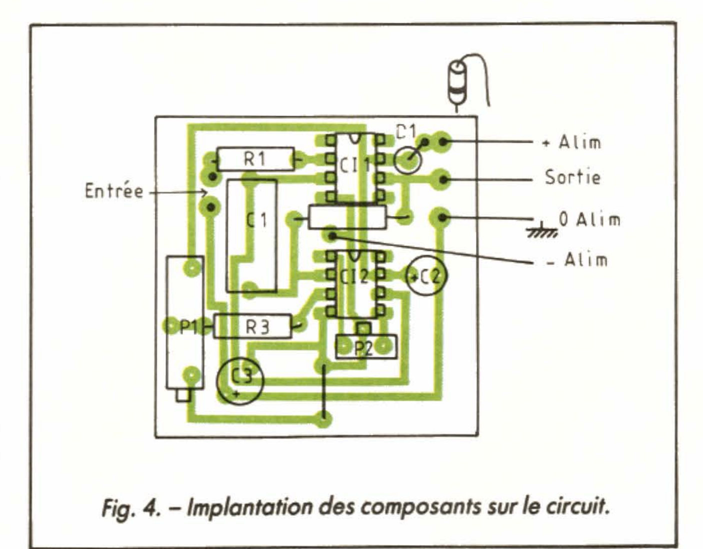


Fig. 4. – Implantation des composants sur le circuit.

l'offset de sortie, autrement dit la composante continue en sortie du 741.

ET APRES ?

Après, vous pourrez vous faire une sortie TTL en faisant suivre le montage, alimenté en ± 5 V, d'un translateur de niveau, l'asservissement se prenant en sortie TTL avec une tension de référence de 2,5 V ; si le translateur inverse la phase, on inverse les bornes + et – du 5534. Amusez-vous bien !...

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- R_1 : résistance 10 kΩ 1/4 W 5 % ;
- R_2, R_3 : résistances 100 kΩ 1/4 W 5 % ;
- C_1 : condensateur MKT 2,2 µF 100 V ;
- C_2, C_3 : condensateur chimique 47 µF 16 V ;
- P_1 : potentiomètre ajustable, 10 tours 10 ou 22 kΩ ;
- P_2 : potentiomètre ajustable, 1 tour, vertical, 10 kΩ ;
- D_1 : diode 1 N 4148 :
- CI_1 : circuit intégré NE 5534 ;
- CI_2 : circuit intégré µA 741.



UN RELAIS STATIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

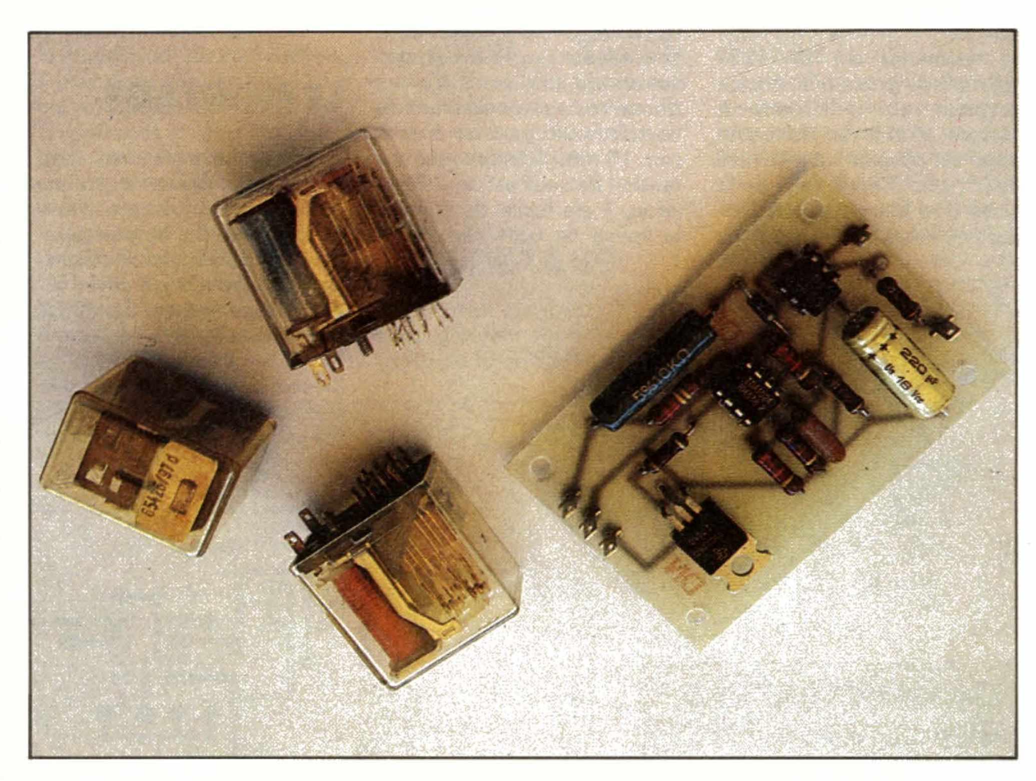
Si les relais statiques sont connus depuis de nombreuses années des professionnels de l'électronique, ce n'est, hélas ! pas encore le cas chez les amateurs, principalement en raison du prix élevé de ces composants, comparativement à leurs homologues électromécaniques.

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui reste d'un coût raisonnable tout en présentant toutes les caractéristiques d'un vrai relais statique pour secteur 220 V ; caractéristiques que nous vous rappelons d'ailleurs ci-après :

– absence de toute pièce mécanique en mouvement ;
– absence de parasite de commutation en raison d'un basculement au passage par zéro de l'alternance secteur ;
– très faible puissance de commande, puisque 10 mA suffisent ;
– très large plage de tension de commande ajustable par simple remplacement d'une résistance ;
– isolement entre commande et charge supérieure ou égale à 1 500 V.

LE SCHEMA

La simplicité du montage est due en grande partie à l'utilisation d'un circuit intégré très répandu et fort peu coûteux : le TDA 1024. Ce boîtier est alimenté directement par le secteur au travers d'une résistance chutrice et d'une diode. Il comporte une alimentation stabilisée dont la sortie, disponible en 8, est filtrée par un chimique de 220 µF. Ses entrées 4 et 5 sont celles d'un comparateur interne qui déclenche un générateur d'im-



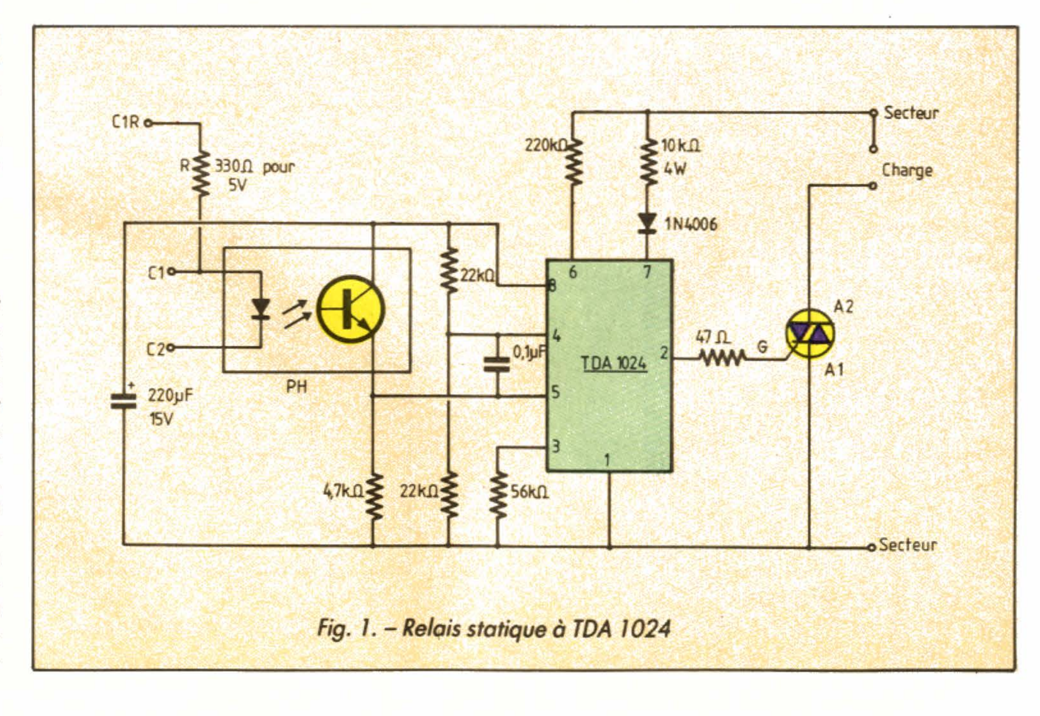


Fig. 1. – Relais statique à TDA 1024

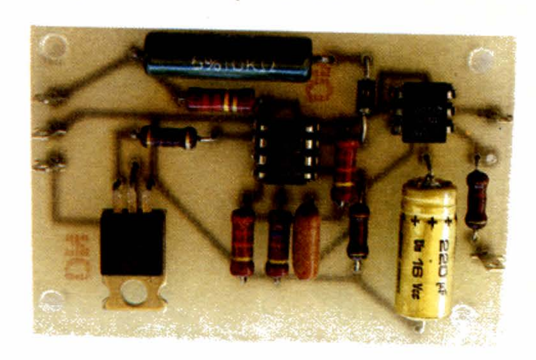
UN RELAIS STATIQUE

pulsions, synchronisé par la fréquence du secteur au travers de la patte 6. Ces impulsions sont à même de commander n'importe quel triac de moyenne puissance *via* la patte 2.
La commande du TDA 1024 est réalisée grâce à un photocoupleur relié à la patte 5. Lorsque la LED du photocoupleur est allumée, le potentiel de la patte 5 est à celui de la patte 8 et le triac est déclenché ; le relais statique est au travail. Lorsque la LED est éteinte, le potentiel de la patte 5 est à celui de la patte 1, le triac n'est pas déclenché ; le relais statique est au repos.
La LED du photocoupleur est à commander par le circuit utilisateur du relais au travers d'une résistance limitant le courant qui la traverse à environ 10 mA. Sachant que sa tension de seuil est de 2 V environ, il est facile de calculer la valeur de cette résistance, compte tenu de la tension de commande désirée grâce à la formule :

$R = (V_{commande} - 2)/ 0,01$, où $V_{commande}$ est en volts et R en ohms.

LE MONTAGE

L'approvisionnement en composants ne présente aucune difficulté. Le triac sera choisi en fonction de la puissance désirée, sans toutefois dépasser 10 A. Sa tension devra impérativement être de 400 V pour une utilisation sur secteur 220 V.
Si une utilisation intensive avec de forts courants commutés est prévue, un petit radiateur de quelques cm² lui sera bien utile, sinon, jusqu'à 1 ou 2 A, la convection naturelle suffit.
Le montage fonctionne dès la dernière soudure effectuée et peut être testé en le commandant par une simple pile de 4,5 V au travers d'une résistance de 270 à 330 Ω environ.
ATTENTION ! La majeure partie des composants de ce montage est reliée au secteur ; en conséquence, il ne faut en aucun cas y mettre les doigts ou brancher un appareil de mesure lorsqu'il est sous tension ; vous risquez l'électrocution.
Pour cette même raison, le montage sera impérativement intégré dans un boîtier entièrement isolant.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semiconducteurs

1 × TDA 1024
1 × photocoupleur 4N35, TIL 111 ou équivalent
1 × triac 400 V, 4, 6, 8 ou 10 A, selon utilisation
1 × 1N4006 ou 1N4007

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

1 × 47 Ω, 1 × 560 Ω,
1 × 4,7 kΩ, 2 × 22 kΩ,
1 × 220 kΩ

Condensateurs

1 × 0,1 µF mylar ou polyester
1 × 220 µF 15 V

Divers

1 résistance bobinée 10 kΩ 4 W
1 radiateur pour le triac
1 bornier à vis (secteur et charge)

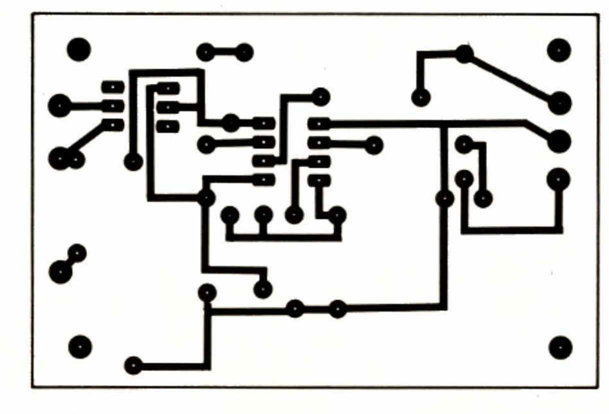


Fig. 2. – Le circuit imprimé vu côté cuivre, échelle 1.

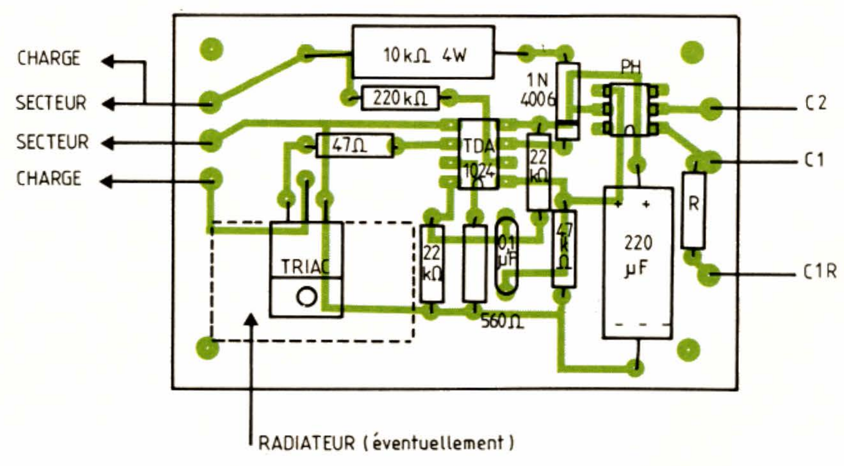


Fig. 3. – Implantation des composants.





UN MELANGEUR A QUATRE ENTREES

A QUOI ÇA SERT ?

Il est presque inutile d'expliquer la fonction d'un tel montage si ce n'est pour présenter ses principales caractéristiques qui, comme vous allez le voir, sont assez intéressantes eu égard à la simplicité du schéma.

Notre montage dispose de quatre entrées (mais il est possible d'en ajouter autant que vous le désirez en reproduisant d'autres étages d'entrée). En raison de l'utilisation de transistors à effet de champ, son impédance d'entrée est très élevée et il est possible de le raccorder à n'importe quel type de source sonore. Son impédance de sortie, très faible, le rend compatible de tous les préamplificateurs ainsi que des entrées-sorties « monitoring » des amplis HiFi sur lesquelles il est possible de le connecter.

Le gain maximum apporté est de 10 (ou de 20 dB si vous préférez), mais il est possible de le réduire à l'unité grâce à un potentiomètre ajustable.

LE SCHEMA

Chaque étage d'entrée est constitué par un potentiomètre de réglage de niveau placé en tête, ce qui permet au montage d'être quasiment impossible à saturer. La valeur de ce potentiomètre est peu critique, mais peut aller jusqu'à 1 MΩ si l'on veut profiter de la haute impédance permise par les transistors à effet de champ qui font suite. Ces derniers sont montés en drain commun, qui est l'équivalent du collecteur commun des transistors bipolaires classiques. Leur gain en tension est égal à l'unité.

Le mélange est réalisé par un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur dont le gain est fixé par le potentiomètre ajustable de la boucle de contre-réaction. Il peut donc aller de 0 à 10 vu les valeurs des éléments.

Quasiment n'importe quel type d'ampli peut être utilisé, du vulgaire 741 (qui offrira des performances un peu limitées) au LF356 (un des plus silencieux) en passant par le LM301 pour lequel un condensateur de compensation en fréquence de 220 pF est alors nécessaire.

Afin de diminuer les problèmes de ronflement, le montage est alimenté par piles. En cas d'utilisation intensive, une petite alimentation secteur ou, mieux, des batteries cadmium-nickel seront utilisées.

LE MONTAGE

Il ne présente aucune difficulté, d'autant que nous avons prévu de fixer directement les potentiomètres sur le circuit imprimé. Les composants sont tous très courants mais, si vous souhaitez utiliser ce mélangeur avec une chaîne HiFi, nous vous conseillons de choisir comme ampli opérationnel un LF356 ou TL081 et des 2N5459 comme effets de champ. Ces derniers étant assez peu répandus, vous pouvez les remplacer par des classiques 2N3819. A ce propos, ne prenez pas le brochage indiqué comme argent

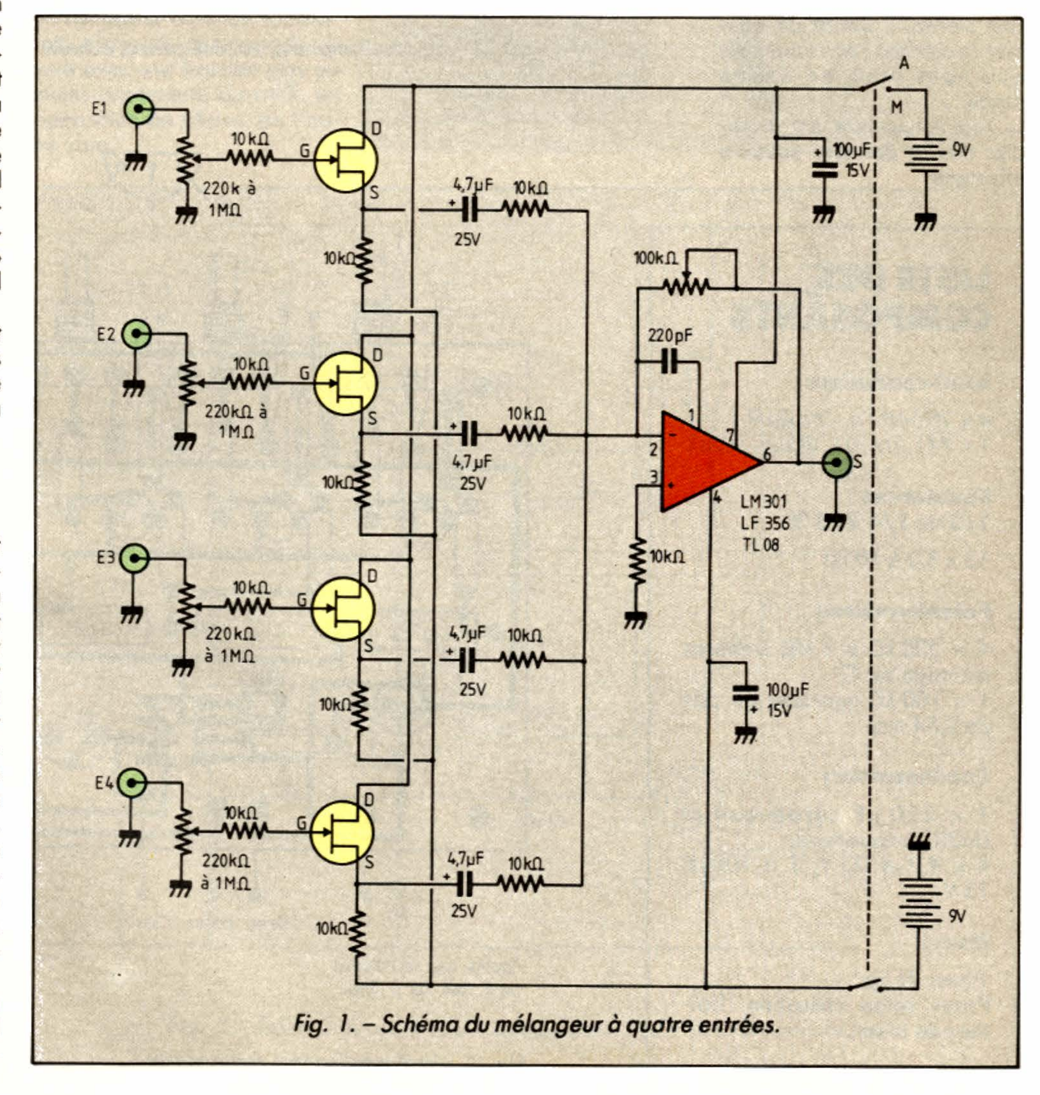


Fig. 1. – Schéma du mélangeur à quatre entrées.

UN MELANGEUR A QUATRE ENTREES

comptant ; la plus complète pagaille règne au niveau de ces types de transistors et il est prudent de tester le brochage de vos FET à l'ohmmètre avant de les câbler.

Le condensateur de 220 pF n'est à mettre en place que si votre ampli est un LM301. Le potentiomètre de 100 kΩ peut éventuellement être sorti en face avant du boîtier du mélangeur pour constituer un volume général, mais nous ne l'avons pas estimé utile, cette fonction existant en principe sur l'ampli qui lui fait suite.

Le boîtier sera de préférence métallique pour protéger le montage des inductions extérieures. Enfin, pour une version stéréo, il suffira de doubler ce schéma ; nous pensons que vous vous en seriez douté.

Le fonctionnement est immédiat dès la dernière soudure effectuée.

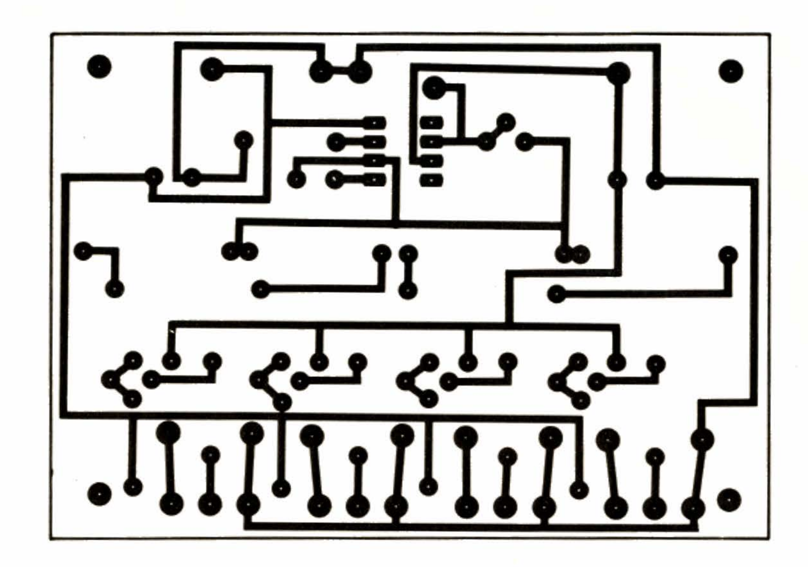


Fig. 2. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

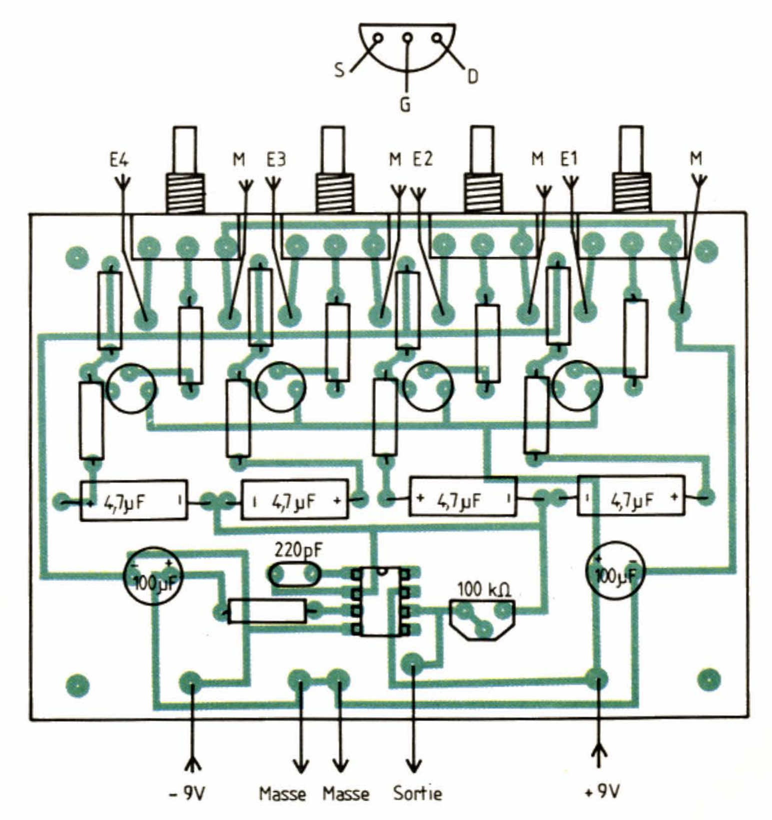


Fig. 3. – Implantation des composants.



LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

4 x 2N5459 ou 2N3819
1 x 741, LM301, LF356, TL081

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

13 x 8,2 à 10 kΩ

Potentiomètres

4 x 220 kΩ à 1 MΩ linéaires montage sur CI
1 x 100 kΩ ajustable au pas de 2,54 mm.

Condensateurs

1 x 220 pF céramique si LM301 uniquement
4 x 4,7 µF 25 V, 2 x 100 µF 15 V

Divers

1 inter 2c 2p
Prises selon utilisation, boîtiers de piles





ACCROISSEMENT DE L'EFFET STEREOPHONIQUE

A QUOI ÇA SERT ?

La généralisation des minichaînes avec enceintes intégrables entre deux livres dans une bibliothèque et l'exiguïté de nombreux appartements actuels conduisent bien souvent à réduire l'espace entre les baffles et à dégrader ainsi l'effet stéréophonique par un rétrécissement trop important de l'espace sonore.

Il n'existe aucun remède parfait à cela autre qu'un plus grand éloignement des enceintes, mais, avec le montage que nous vous proposons aujourd'hui, il est possible de compenser, dans une certaine mesure, cette perte d'effet stéréophonique.

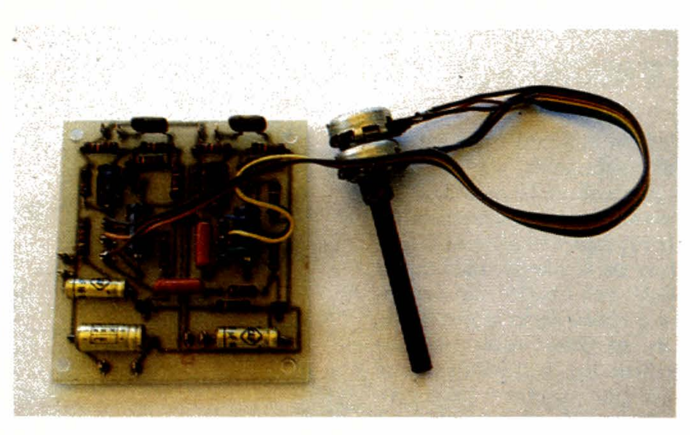
LE SCHEMA

Bien qu'un certain nombre de circuits intégrés spécialisés soient disponibles pour assurer cette fonction, nous avons préféré une solution à transistors qui reste très simple de mise en œuvre et qui n'utilise aucun composant spécial autre que ceux que l'on trouve dans les stocks de tout amateur digne de ce nom.

Pour accroître l'effet stéréophonique électroniquement, le principe est simple. On ajoute au signal de chaque voie une fraction de celui de l'autre voie en opposition de phase avec ce qu'il devrait être, ce qui revient en fait à soustraire de chaque voie une partie de l'autre. L'efficacité est remarquable, mais il ne faut pas en abuser, car, à l'extrême, l'effet produit peut être désagréable et créer une sensation de « trou » entre les enceintes.

Le premier transistor de chaque étage est monté en amplificateur déphaseur, le signal prélevé sur son collecteur est en opposition de phase avec celui d'entrée, alors que sur son émetteur il est en phase.

Le transistor suivant est monté en collecteur commun sommateur et ajoute le signal d'une voie avec une fraction plus ou moins importante de celui, en opposition de phase, de l'autre voie.



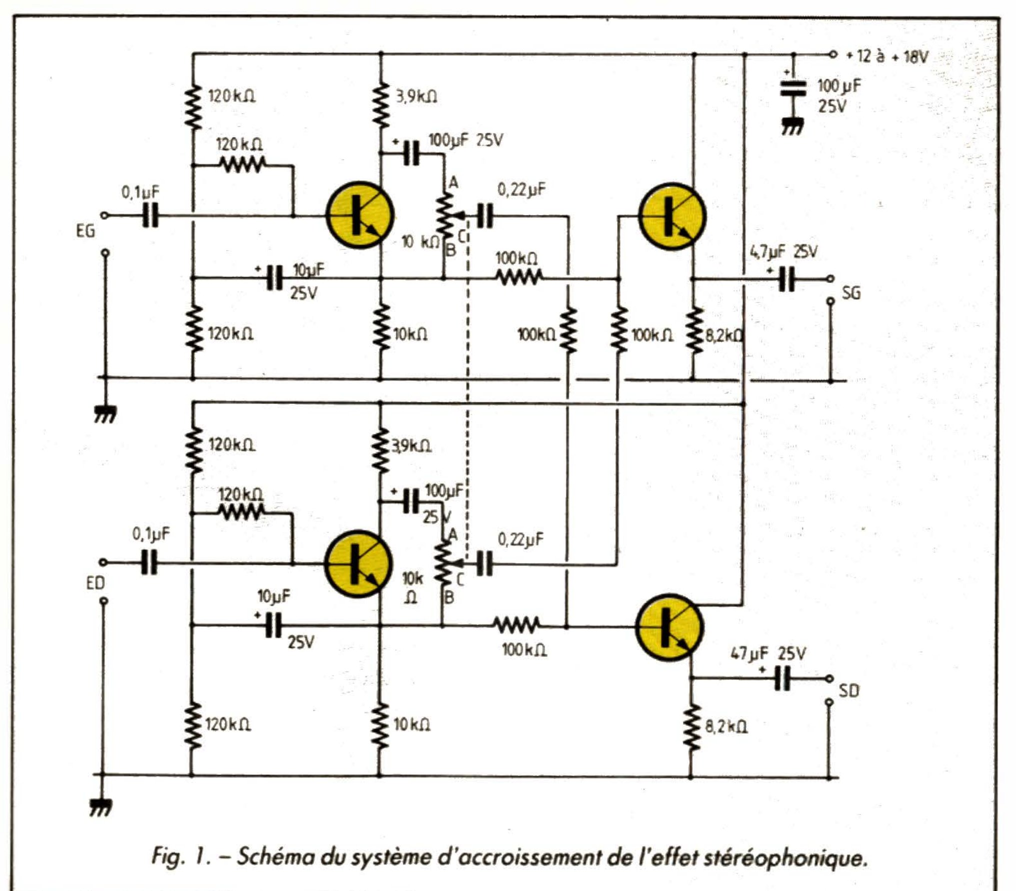


Fig. 1. – Schéma du système d'accroissement de l'effet stéréophonique.

ACCROISSEMENT DE L'EFFET STEREOPHONIQUE

Le potentiomètre double permet de doser l'efficacité du montage et va de la position « presque mono » (ou diminution de l'effet stéréophonique) à la position « stéréo élargie », en passant par une position médiane correspondant à l'effet stéréo normal.

LE MONTAGE

Pas de difficulté pour trouver les composants, pas plus que pour réaliser le montage. La liaison avec le potentiomètre de réglage de l'effet sera réalisée en fil blindé, sauf si elle reste très courte. Ce dernier sera câblé de la même façon sur les deux voies (ne pas croiser les extrémités d'une voie par rapport à l'autre sinon, aucun effet valable ne pourra être obtenu).

L'alimentation du montage pourra être prélevée sur l'amplificateur où il sera installé. Il faut de 12 à 18 V sous quelques milliampères. En cas de besoin, une petite alimentation stabilisée avec un régulateur intégré classique pourra être réalisée.

Pour travailler avec une distorsion minimale, il est souhaitable de traiter des signaux de niveau maximal compris entre 1 et 4 V crête à crête. Sur un amplificateur HiFi par exemple, il est possible d'intercaler le montage sur la prise magnétophone. Il suffit alors de passer en position monitoring pour que les signaux soient traités.

Si vous souhaitez repérer la position « stéréo vraie » du potentiomètre, c'est très facile. Appliquez un signal sur une des entrées et connectez votre ampli sur la sortie opposée. Ajustez alors le potentiomètre pour entendre un signal minimal. Repérez la position ainsi trouvée, qui est celle où le montage est sans effet sur le signal qui le traverse.

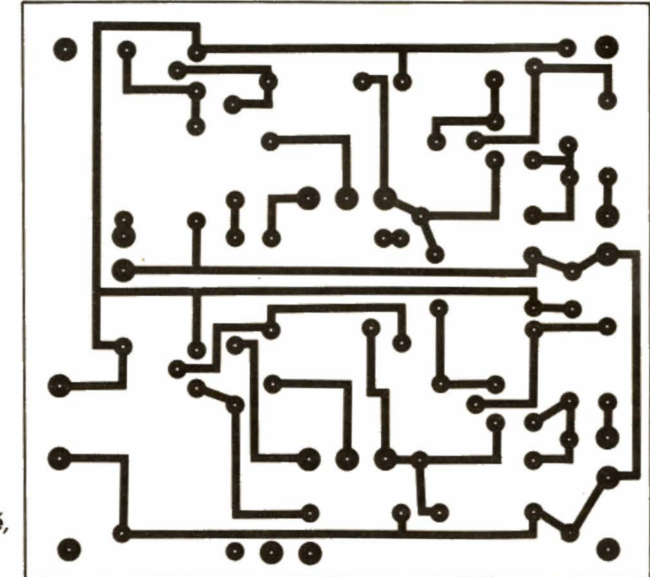


Fig. 2 ▶ Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

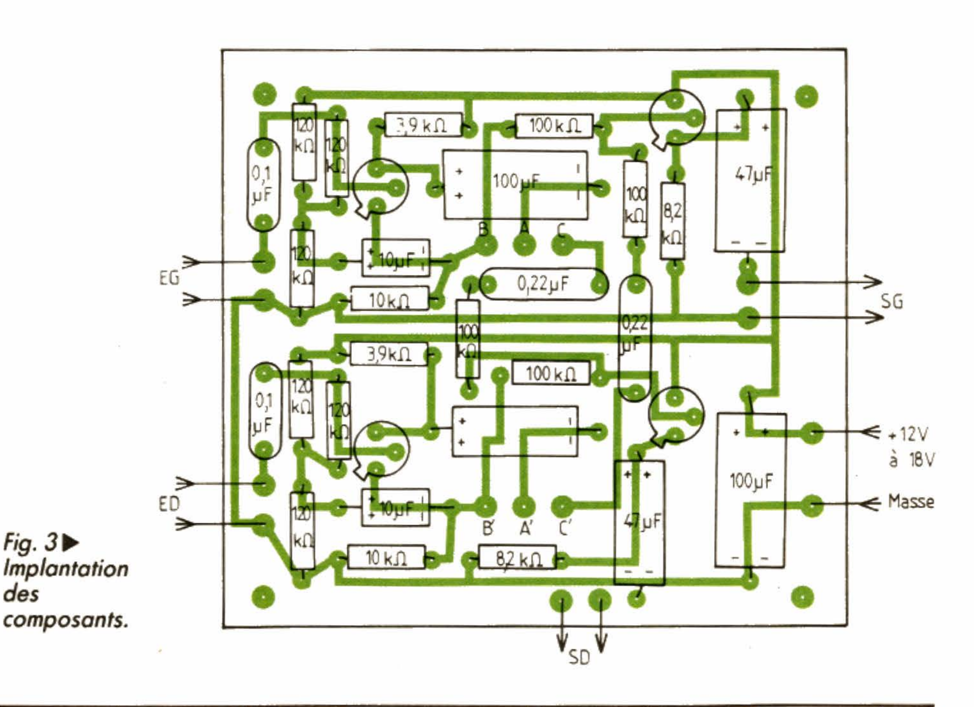


Fig. 3 ▶ Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs
4 × BC109, BC184, BC549

Divers
1 potentiomètre double linéaire 1 seul axe de 2 × 10 kΩ

Résistances
1/2 ou 1/4 W 5 %
2 × 3,9 kΩ, 2 × 8,2 kΩ, 2 × 10 kΩ
4 × 100 kΩ, 6 × 120 kΩ

Condensateurs
2 × 0,1 µF mylar, 2 × 0,22 µF mylar
3 × 100 µF 25 V, 2 × 47 µF 25 V, 2 × 10 µF 25 V

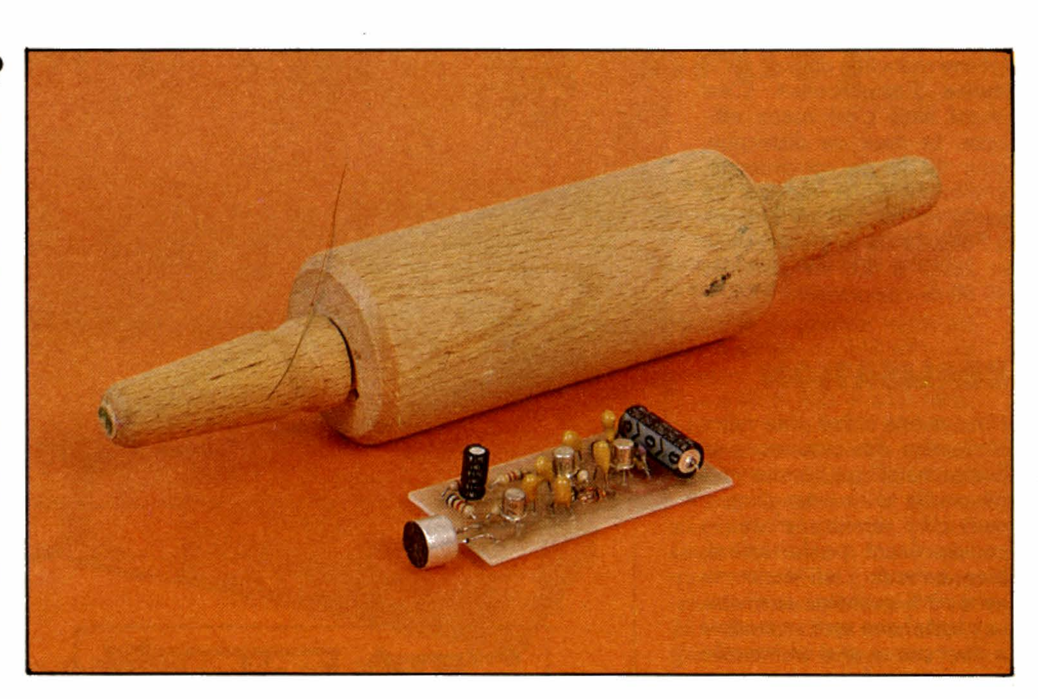




PREAMPLIFICATEUR MICRO A COMPRESSEUR

A QUOI ÇA SERT ?

Il s'agit là d'un petit montage à transistors (ça existe encore mais certains vont trouver ça démodé !) qui permet d'amplifier le signal de sortie d'un microphone à électret et de sortir un signal d'amplitude sensiblement constante. Il fonctionnera en compresseur micro pour les radioamateurs ou bépistes, actionnera des systèmes à commande vocale, ou encore, placé devant un modulateur de lumière (par exemple celui que nous avons récemment proposé dans cette rubrique). Ce préamplificateur vous permettra de supprimer le réglage de niveau d'entrée. Il rendra votre modulateur sensible au plus faible bruit comme au plus violent avec une plage de dynamique de près de 40 dB... tout en ne consommant qu'un demi-milliampère !





LE SCHEMA

Il n'y a que trois transistors dans ce montage, deux sont utilisés pour l'amplification. Le microphone sera à électret, on en trouve actuellement à très bon marché. La résistance de 6 800 Ω, R_1, permet son alimentation et d'en tirer une tension audio. Le signal résultant arrive sur un transistor, T_1, qui l'amplifie, ce montage est polarisé par une résistance placée en contre-réaction entre le collecteur et la base, un procédé simple compensant partiellement les dérives en température. Le second étage bénéficie d'une charge de moindre impédance, on doit en effet éviter

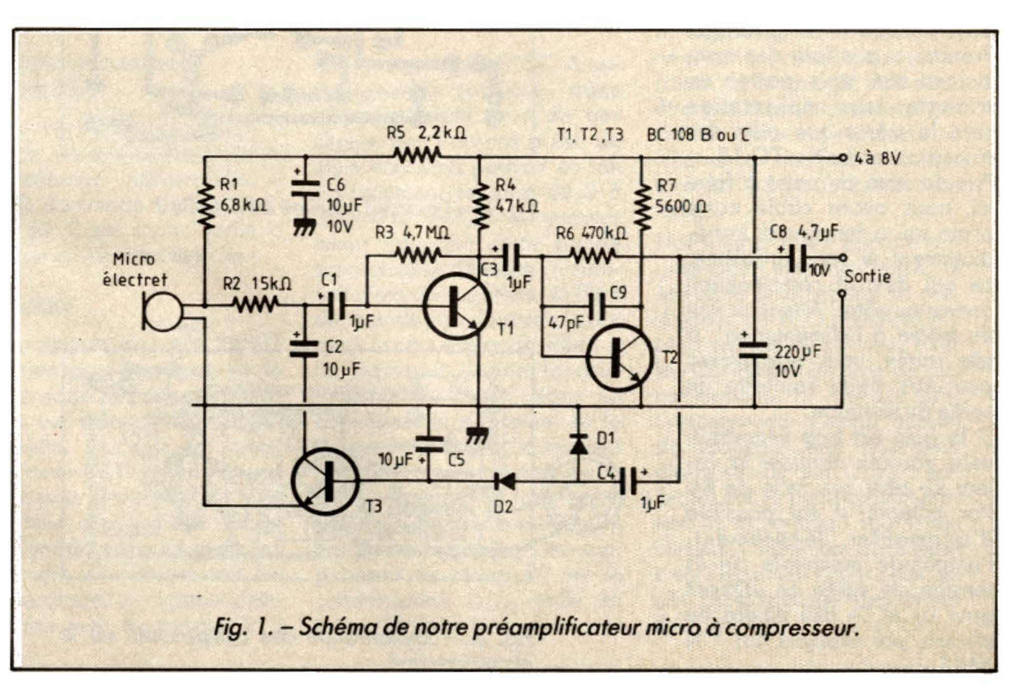


Fig. 1. – Schéma de notre préamplificateur micro à compresseur.



PREAMPLIFICATEUR MICRO A COMPRESSEUR

de sortir sous une impédance trop haute, c'est mieux pour la suite des opérations.
La tension de sortie est injectée ensuite dans un redresseur constitué de deux diodes, D_1 et D_2, des diodes au germanium qui attaquent la base du transistor T_3. Ce dernier, chargé par un condensateur, va court-circuiter l'entrée du préamplificateur avec pour effet une réduction du gain de la chaîne d'amplification. C'est brutal mais c'est assez efficace. Le taux de distorsion, pour 40 dB de compression, atteint 10 %, la tension de sortie est de 250 mV efficace à l'arrivée de la compression et passe à 400 mV pour les 40 dB de compression.

REALISATION

Nous avons utilisé pour notre réalisation des transistors en boîtier métallique comme vous pourrez le voir sur nos photos, mais des versions plastique conviendront parfaitement, bien entendu : on économisera ainsi quelques centimes. Le microphone sera un modèle à deux pattes et si on travaille en présence de rayonnements divers, un boîtier métallique pourra lui servir de blindage. Prendre si possible des transistors aux trois pattes en triangle, leur implantation sera la même que celle des transistors en boîtier TO 18.
Pas de mise au point à faire ici, nous avons câblé notre proto qui a fonctionné immédiatement et sans problème, ce qui devrait certainement arriver au vôtre. Attention tout de même à l'alimentation : si elle ronfle, vous retrouverez peut-être cette ronflette en sortie du montage.
Si le gain est trop important, vous pourrez abaisser la valeur R_4 ainsi que celle de R_3. Par ailleurs, il est possible d'augmenter, légèrement, l'amplitude maximale de la tension de sortie en utilisant pour D_1 et D_2 des diodes au silicium, par exemple des 1 N 4148.

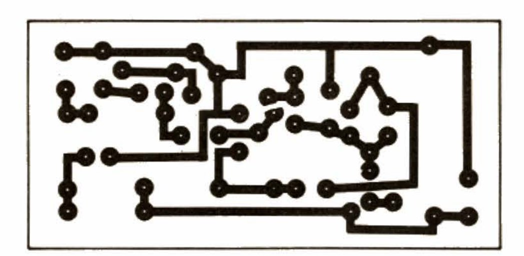


Fig. 2. – Le circuit imprimé à l'échelle 1.

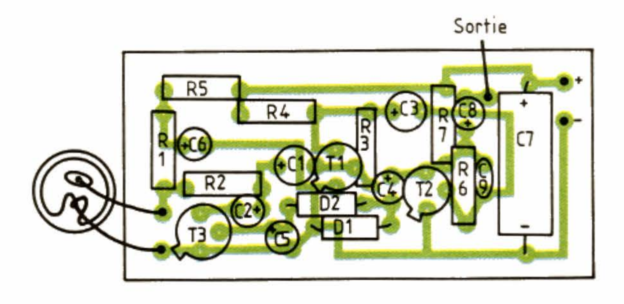


Fig. 3. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.

NOMENCLATURE

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 6 800 Ω
R_2 : 15 000 Ω
R_3 : 4,7 Ω
R_4 : 47 kΩ
R_5 : 2,2 kΩ
R_6 : 470 kΩ
R_7 : 5 600 Ω

Condensateurs

C_1, C_3, C_4 : tantale goutte 1 µF/25 V
C_2, C_5 : tantale goutte 10 µF/6,3 V
C_8 : tantale goutte 4,7 µF/10 V
C_6 : chimique 10 µF 10 V radial
C_7 : chimique 220 µF 10 V axial
C_9 : céramique 47 pF

Divers

T_1, T_2, T_3 : transistors silicium BC 108 B ou C ou BC 239 B ou C
Micro à électret à 2 broches
D_1, D_2 : diodes germanium.

UNE REALISATION EXCEPTIONNELLE

UN ANALYSEUR DE SPECTRE 0-500 MHz PERFORMANT

LE AS87



2e PARTIE (voir No 1744)

ETUDE THEORIQUE RAPIDE

En première approche, nous ne ferons qu'une analyse rapide des procédés mis en œuvre, préférant entrer plus dans les détails au moment de l'étude d'un bloc déterminé.

La figure 1 donne le schéma bloc de l'AS87. On y distingue les différentes parties de cet appareil.

L'atténuateur d'entrée

Elément indispensable pour obtenir une dynamique globale satisfaisante. En effet, le reste du montage a une dynamique de 70 dB, allant de – 10/ – 15 dBm à – 80/ – 85 dBm, selon les exemplaires. Cela ne permet d'appliquer que 100 µW maximum à l'entrée. En atténuant par pas de 10 dB, jusqu'à 40 dB, on peut passer à une puissance admissible de + 30 dBm environ, soit 1 W, ce qui est satisfaisant, l'atténuateur incorporé ne pouvant de toute façon pas supporter plus ! Nous verrons au moment opportun que la réalisation d'un atténuateur convenable opérant de 0 à 500 MHz est une opération fort délicate !

L'usage d'un atténuateur professionnel externe est une excellente solution, à condition de disposer de cet accessoire rare et coûteux !

Le filtre passe-bas d'entrée

Pas vraiment indispensable. Il permet de rejeter les produits de mélange indésirables. Il serait dommage de s'en priver, car il est assez facile à réaliser et très bon marché !

Le tuner

Nous devons dire que l'AS87 n'aurait peut-être pas vu le jour si nous n'avions pas mis la main sur cette pièce exceptionnelle. Il s'agit, en effet, d'un tuner CATV, normalement prévu pour s'accorder de 50 à 450 MHz et utilisé aux USA et au Canada pour recevoir les émissions TV câblées, en les convertissant en signaux compatibles avec les canaux 2, 3 et 4 des systèmes NTSC. A notre grande surprise, nous avons constaté, lors de nos essais, que l'accord prévu de 50 à 450 MHz pouvait en fait parfaitement se faire de 0 à 500 MHz, le VCO du premier mixer couvrant cette bande sans aucune difficulté. Il suffisait alors de supprimer le filtre de bande de l'entrée pour avoir la couverture désirée.

La figure 2 donne le diagramme du tuner, dans sa configuration d'origine, et la figure 3 en donne le schéma détaillé. La suppression du filtre d'entrée se fait très facilement en déconnectant cette entrée de L_{101} et C_{101}, en supprimant le strap P7 et le condensateur C_{112}, enfin en reliant l'entrée à L_{107}/L_{108} par un petit coaxial 50 Ω. Nous en avons profité pour remplacer la prise coaxiale d'origine par une subclic 50 Ω plus adaptée à notre montage.

La sortie du premier mixer est aux environs de 610 MHz. Le premier VCO couvre donc de 0 + 610 à 500 + 610 MHz, soit de 610 à 1 110 MHz ! C'est le transistor T_{11} qui assure cette mission. La diode varicap D_5 donne le glissement de fréquence nécessaire. Pour cela il faut l'attaquer, *via* PCH3, par une tension ajustable entre 0 et 26 V environ. Bien entendu, le glissement de fréquence n'est pas exactement proportionnel à la tension. Il s'en faut même de beaucoup ! Un circuit de linéarisation, associé au générateur de balayage, doit donc être prévu pour avoir une déviation horizontale linéaire en fréquence. Nous verrons cela lors de l'étude de la base de temps.

Notre tuner étant prévu d'origine pour être synthétisé, le fabricant a incorporé un prédiviseur de VCO (PRESCALER). Le couplage du diviseur avec le VCO est fort bizarre car apparemment... il n'existe pas. L'examen du schéma permet de supposer que ledit couplage se fait par C_{120}, c'est-à-dire sur la ligne d'alimentation de la varicap ! Tout à fait curieux... mais ça marche et c'est l'essentiel ! Pour ceux qui ont déjà quelque peu manipulé les UHF et qui connais-

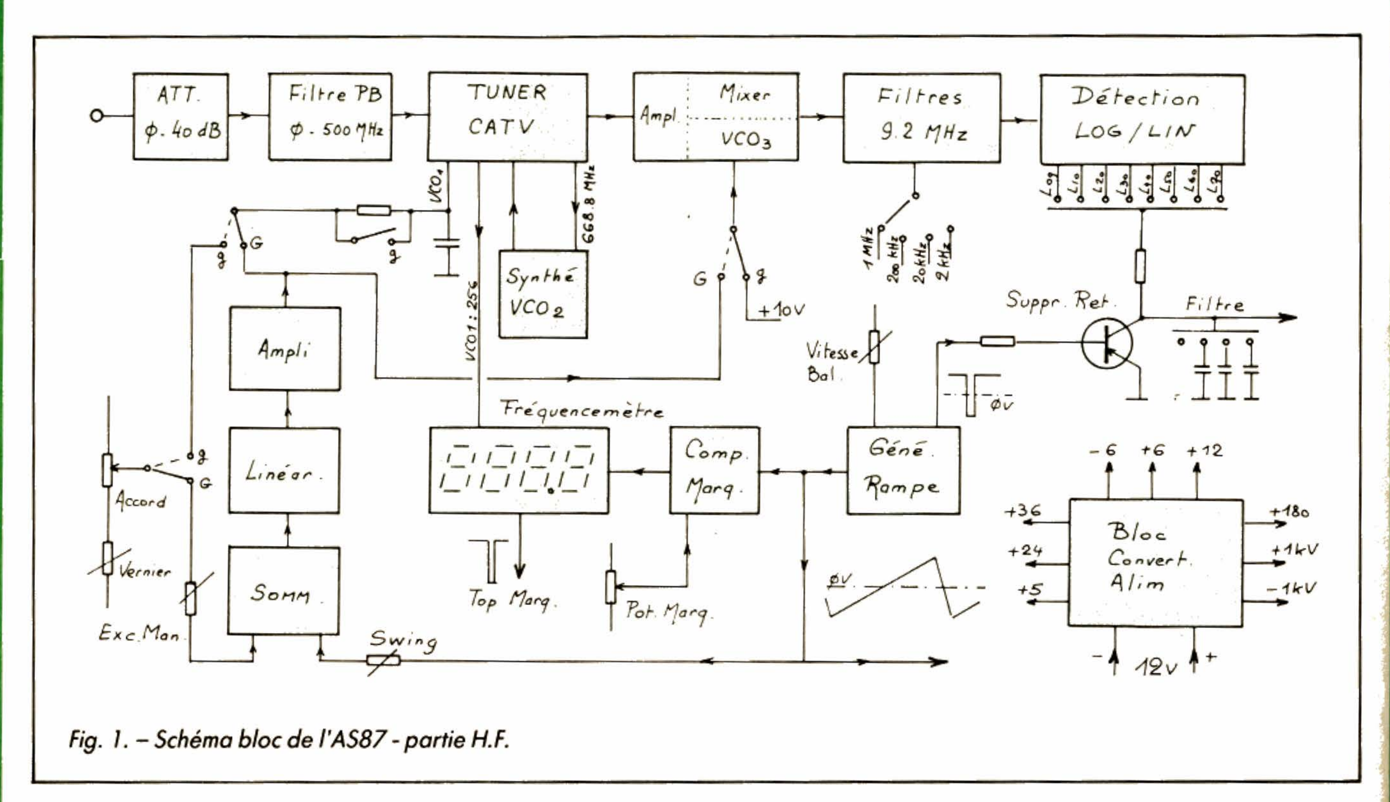


Fig. 1. – Schéma bloc de l'AS87 - partie H.F.

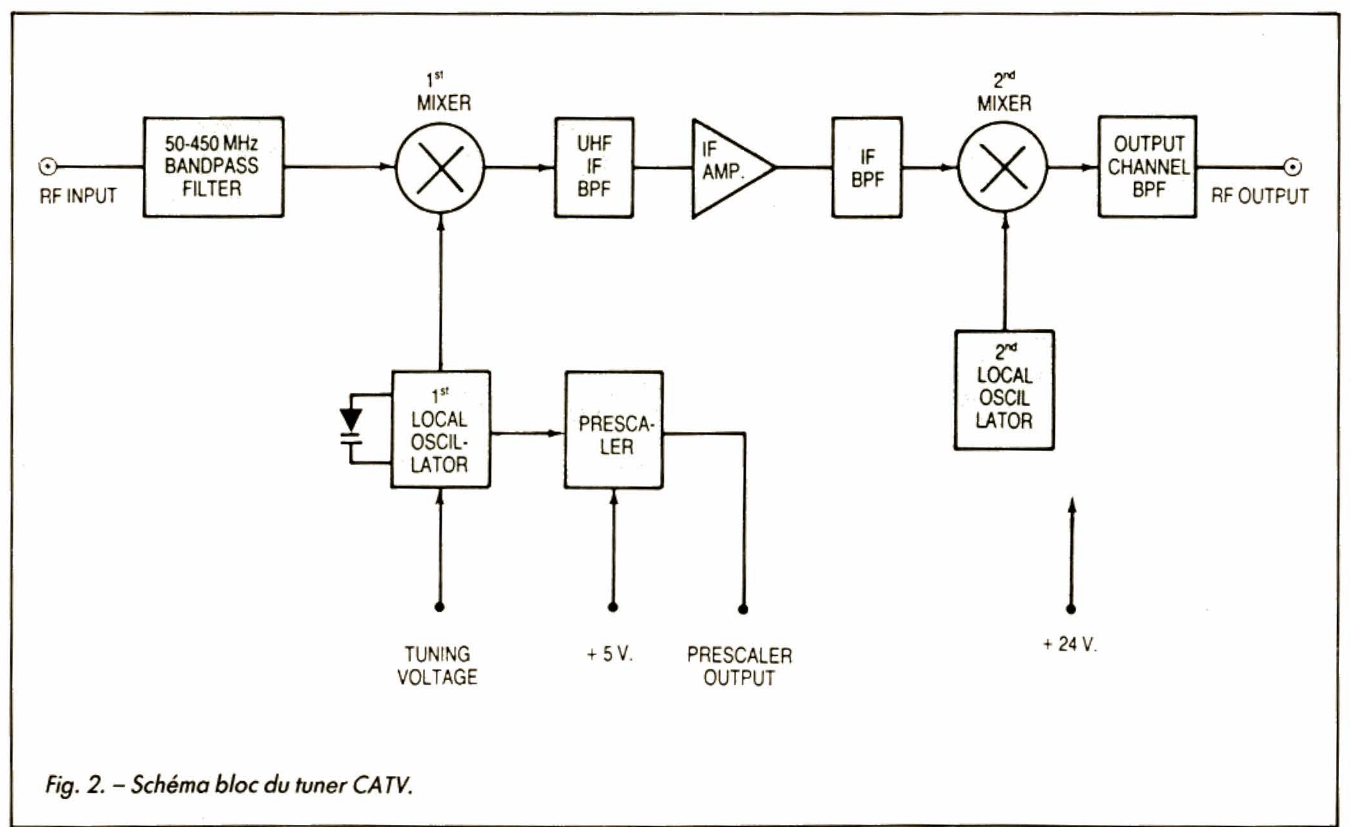


Fig. 2. – Schéma bloc du tuner CATV.

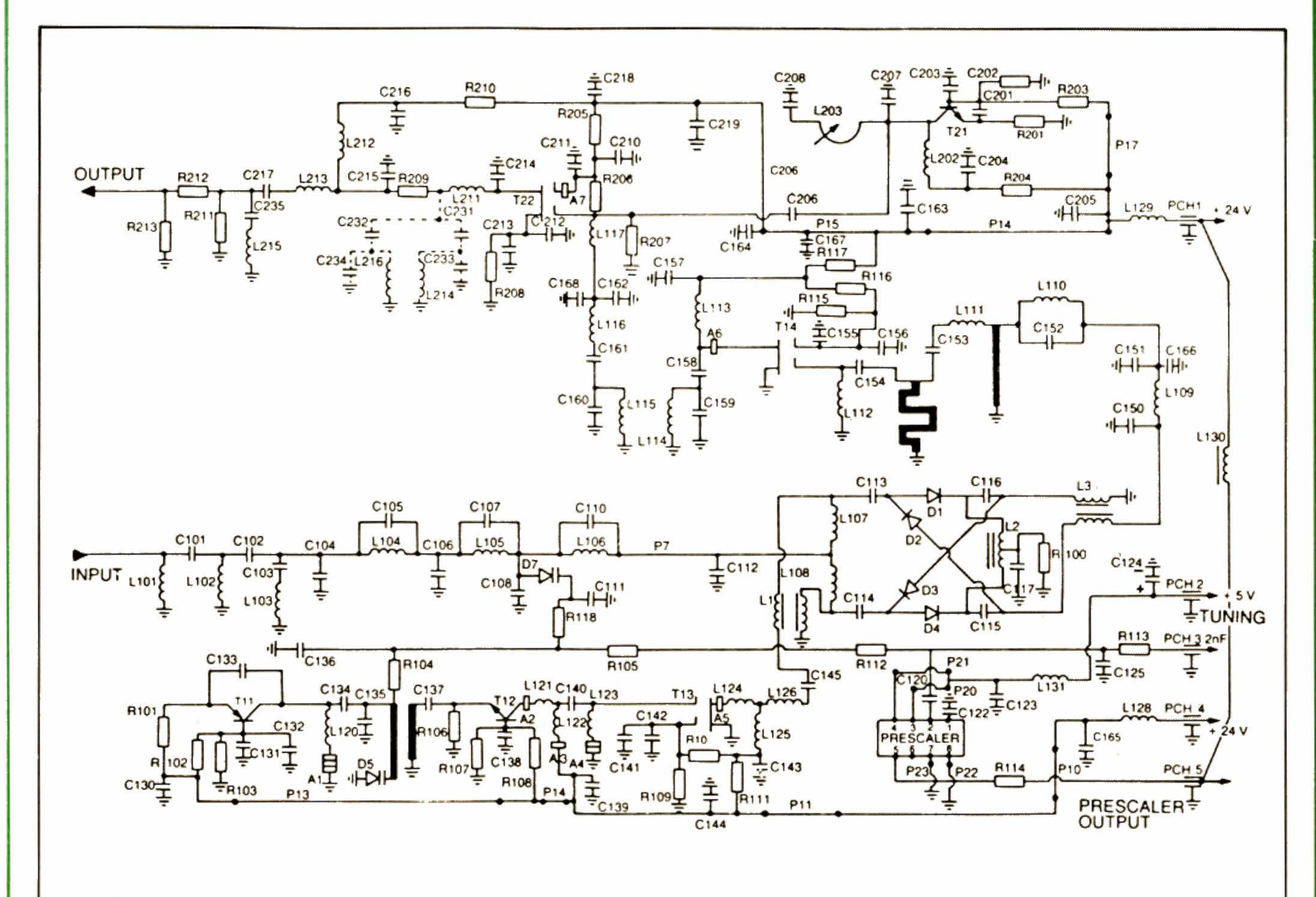


Fig. 3. – Schéma détaillé du tuner.

sent les difficultés de ces techniques, il est assez surprenant de constater l'apparente simplicité des procédés retenus par les fabricants confirmés, la surprenante reproductibilité obtenue avec des composants assez ordinaires et sur des circuits imprimés tout à fait classiques ! Ce n'est pas sans donner à réfléchir !

La prédivision est de 256. La fréquence sortant du tuner varie alors de 610 : 256 à 1 110 : 256 MHz, soit de 2,38 à 4,33 MHz environ. Il s'agit de fréquences assez basses pour être traitées sans difficulté à l'aide de circuits C.MOS, par exemple. Le fréquencemètre de l'AS87 n'en sera que plus simple à réaliser.

Si nous suivons le signal 610 MHz dans les figures 2 et 3, nous constatons qu'après un filtrage par L_{109} à L_{112}, il y a amplification par T_{14}, un FET à double porte. Nouveau filtrage par L_{113} à L_{117}, et enfin second changement de fréquence par T_{22}. L'oscillateur associé à T_{22} est construit avec T_{21}, simple transistor bipolaire. Ce second oscillateur est d'origine mécaniquement accordable autour de 670 MHz, une vis laiton pénétrant plus ou moins à l'intérieur de la spire unique de L_{203}. Dans ces conditions le signal de sortie peut aller de 50 à 80 MHz environ, ce qui permet de couvrir sans difficulté les 54 à 72 MHz des canaux TV, 2, 3 et 4 prévus. Cette sortie se fait dans ce but, à travers des filtres constitués par L_{211} à L_{215}.

Dans le cas particulier de l'AS87, la fréquence de sortie est choisie : 59 MHz environ. Pour améliorer les performances de l'AS87, lors du travail en bande étroite, nous avons pensé que trois oscillateurs « libres » ou presque, c'était un peu trop pour obtenir un « jitter » acceptable (c'est-à-dire un déplacement erratique des oscillogrammes en fonction des glissements de fréquences des oscillateurs). Nous avons donc décidé de synthétiser le second oscillateur du tuner, à savoir celui construit avec T_{21} et L_{203}.

Le synthétiseur ajouté est réalisé dans un petit boîtier 5 × 5 cm, fixé rigidement à la paroi du tuner. Le schéma retenu est celui de la figure 4. La modification du tuner est assez réduite : il faut supprimer la vis de réglage de L_{203}, ce qui se fait avec un gros fer à souder bien chaud. La vis partie, nous disposons d'un trou pour le passage des liaisons; Il faut alors supprimer C_{208} et le remplacer par un petit piston 1/5 pF. Il reste à ajouter la diode varicap, un condensateur de très faible valeur (1,5 pF) et la 100 kΩ amenant la tension d'accord. La fréquence générée par T_{21} est prélevée par couplage inductif, un simple fil qui s'approche de L_{203}. La HF captée est envoyée dans un prédiviseur Siemens, le SDA 2101. Ce cir-

cuit très sensible et de très bon fonctionnement prédivise par 64. Il délivre du 10 MHz environ. Derrière lui, un 74LS90 divise par 5, donnant du 2 MHz, fréquence convenant parfaitement au circuit synthétiseur choisi : le MC 145106 de Motorola, circuit que nous connaissons bien puisque nous l'avons déjà utilisé dans le RX11, notre dernier récepteur de radiocommande.

L'oscillateur interne du MC 145106 fournit la fréquence de référence de 5 kHz, à partir d'un quartz de 10.240 MHz (division par 2^{11} avec FS = 0). Le diviseur programmable de 2 à 511, par les entrées P0 à P8, est ici calé sur 418 (avec P1 = P5 = P7 = P8 = 1, ce qui fait bien 256 + 128 + 32 + 2 = 418 !). Dans ces conditions, lorsque la PLL est verrouillée, la fréquence d'entrée du MC 145106 est de 5 × 2,09 = 10,45 MHz, et celle qui entre dans ce prédiviseur est de 64 × 10,45 = 668,8 MHz ! CX est la fréquence de travail de l'oscillateur T_{21}.

A noter que dans ces conditions, la fréquence exacte de sortie du tuner est de 668.8 – 610 = 58 8 MHz, si l'on admet que 610 MHz est bien la fréquence FI intermédiaire du tuner.

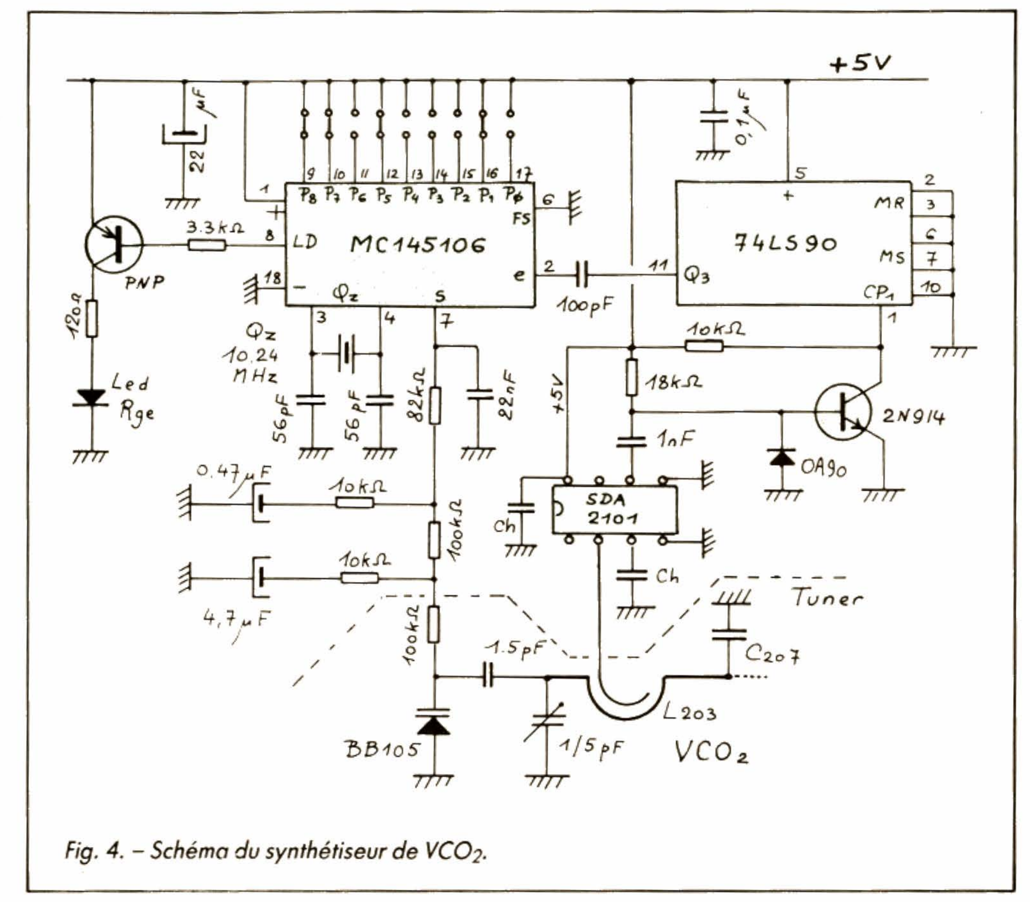


Fig. 4. – Schéma du synthétiseur de VCO_2.

La sortie du MC 145106 est connectée à la varicap de correction par le filtre passe-bas que nous avons utilisé avec succès dans le RX11. Ce filtre à deux cellules RC a une constante de temps assez longue, mais il a le gros avantage de ne pas trop apporter de modulation parasite en fréquence. Cela est important dans le cas de l'observation en bande étroite.

La sortie LD du MC 145106 permet d'avoir, en face avant, un témoin de verrouillage de la boucle PLL. Le niveau de LD est haut si ce verrouillage est bon, des impulsions négatives apparaissent s'il est défectueux. Un transistor NPN alimente une LED rouge. Si LD est au niveau haut, le transistor est bloqué et la diode éteinte. Un défaut de verrouillage tend à allumer la diode rouge.

L'ensemble du module de synthèse est alimenté en 5 V, par ailleurs nécessaire pour le tuner lui-même, le prédiviseur UHF étant alimenté sous cette tension. Par ailleurs l'ensemble du tuner requiert du + 24 V ± 5 % et sous une intensité d'environ 65 mA. Le + 5 V en question, à ± 10 % près débite 75 mA environ ! (Les prédiviseurs UHF sont gourmands !)

La commande d'accord du tuner est une tension continue variable de 0 à + 26 V environ. Selon la gamme de travail choisie, cette tension sera, ou une rampe croissante allant de 0 à 26 V (cas de la gamme 0-500 MHz), ou une tension continue réglable (accord manuel) mélangée à une fraction de la rampe précédente (gammes 10 MHz/div à 200 kHz/div), ou enfin une simple tension continue réglable manuellement (gammes 100 kHz/div à 5 kHz/div). Dans ce dernier cas, la rampe de vobulation n'est plus appliquée au tuner (à VCO_1), mais à l'oscillateur VCO_3 du troisième mixer. Cet artifice permet de retrouver pour ces gammes à bande étroite une bonne qualité de stabilité, avec un jitter minimum et acceptable. On peut observer ces dispositions sur la figure 1, mettant en lumière les deux modes de fonctionnement possibles de l'AS87. Celui des bandes larges, jusque 200 kHz/div, noté « G » sur la figure, et celui des bandes étroites, au-delà, noté « g ».

Dans le mode G, le troisième oscillateur VCO_3 est à fréquence fixe. Le premier oscillateur est donc soumis à la rampe de vobulation et à la commande manuelle. Cela par l'intermédiaire d'un ampli sommateur, d'un circuit de linéarisation permettant de corriger la non-linéarité de la diode varicap de VCO_1, d'un ampli final donnant l'excursion de tension nécessaire à cette diode.

Dans le mode g, la fréquence de VCO_1 est contrôlée manuellement par le multitours d'accord. A noter le vernier associé au potentiomètre principal, pour avoir un réglage moins acrobatique. Par ailleurs, c'est VCO_3 qui est vobulé par la rampe issue des circuits précédents.

Terminons l'examen de la figure 1 en remarquant :

Le troisième mixer

Déjà signalé dans les lignes précédentes. Le bloc corres-

pondant contient un préamplificateur à FET double porte et bande passante assez étroite : 2 MHz environ. La fréquence d'accord est celle de la sortie du tuner, c'est-à-dire 58,8 MHz. La sortie du préampli attaque un mixer équilibré du commerce. Ce mixer reçoit en même temps la HF générée par l'oscillateur local VCO_3. Il s'agit d'un montage à simple FET, monté en ECO, suivi d'un ampli et d'un filtre de bande éliminant les produits harmoniques indésirables. La sortie du mixer est à 9,2 MHz, et l'oscillateur local travaille aux environs de 58,8 – 9,2, soit 49,6 MHz.

Les filtres de sélectivité

Selon l'excursion de fréquence choisie, la bande passante de l'analyseur doit être compatible : ainsi, pour les excursions larges, il faut une bande passante large, et inversement. Dans le premier cas, cette bande passante est de l'ordre de 1 MHz. Le bloc filtre n'intervient pas, la sélectivité étant donnée par le bloc suivant. En revanche, dans les autres cas, son rôle est important. Pour les bandes très étroites, utilisées avec les excursions faibles, la sélectivité est très simplement obtenue par un filtre à quartz monté en échelle. Ici, ce filtre comporte 4 quartz. La troisième FI a été choisie à 9,2 MHz précisément parce que nous disposions d'un stock de quartz à cette fréquence, donc disponibles, mais présentant la particularité d'une taille particulièrement précise (à une centaine de hertz près !). Ceci est important pour avoir un filtre efficace. La bande passante obtenue est de 2,5 kHz à – 6 dB. Cela nous a semblé suffisant pour l'AS87.
Ce sont les sélectivités moyennes qui nous ont donné le plus de fil à retordre ! En particulier la bande passante de 20 kHz ! Il nous a fallu avoir recours à trois étages LC, montés en multiplicateurs de Q. Une commutation à diode permet de passer ces étages de 20 kHz à 200 kHz de bande.
Par ailleurs, toutes les commutations sont assurées par relais magnétiques. C'est la seule solution permettant d'allier simplicité et efficacité. Les relais sont un peu coûteux, mais le commutateur très spécial qui aurait été nécessaire l'aurait été encore bien plus !
A signaler l'existence, dans ce bloc, d'un ampli à gain commutable, permettant de compenser les écarts de performances entre les quatre configurations.

Le bloc de détection LOG/LIN

C'est une partie importante de l'analyseur. Disons simplement pour l'instant qu'elle contient 7 étages à FET double porte, accordés sur 9,2 MHz. Ces étages en cascade ont un gain de 10 dB. Chaque sortie est détectée par diodes classiques. Les courants de détection sont, soit utilisés séparément pour fournir la déviation verticale (Mode Linéaire), avec choix du niveau de 10 en 10 dB, soit ajoutés dans un ampli OP dont la sortie suit alors une courbe logarithmique.
La sortie du bloc de détection est envoyée vers l'ampli vertical de l'oscilloscope associé.
Notons :
– l'existence d'un filtre RC commutable permettant d'éliminer ou du moins de réduire le niveau du bruit perturbant le signal observé ;
– le suppresseur de la courbe de retour. En effet, la vobulation étant effectuée par la rampe de balayage, elle se fait dans un sens à l'aller et dans l'autre au retour. Il devrait donc apparaître une courbe aller et une courbe retour. Ces courbes devraient même se superposer. Hélas, les vitesses aller et retour étant très différentes, la courbe retour est déphasée en retard à cause des constantes de temps des circuits sous test. Il y a donc deux courbes, mais non superposables ! Cela ne peut être toléré ! La solution est simple : il suffit de court-circuiter la sortie vidéo, pendant le retour. Cette mission est accomplie par un transistor bloqué à l'aller et saturé au retour. Le créneau de commande de base est fourni par le générateur de rampe.

Le générateur de rampe

C'est le cœur du montage : il rythme son fonctionnement. Il fournit une dent de scie très linéaire qui assure le balayage de l'oscilloscope. Cette dent de scie est centrée sur le potentiel de masse (0). Il est alors possible d'utiliser un oscilloscope extérieur séparé pour la mise en œuvre de l'AS87. En effet, pour exploiter les excursions et les bandes étroites, il faut réduire autant que possible la vitesse de balayage, en allant à la limite du tolérable pour l'œil, nous l'avons déjà dit. Dans ce cas,

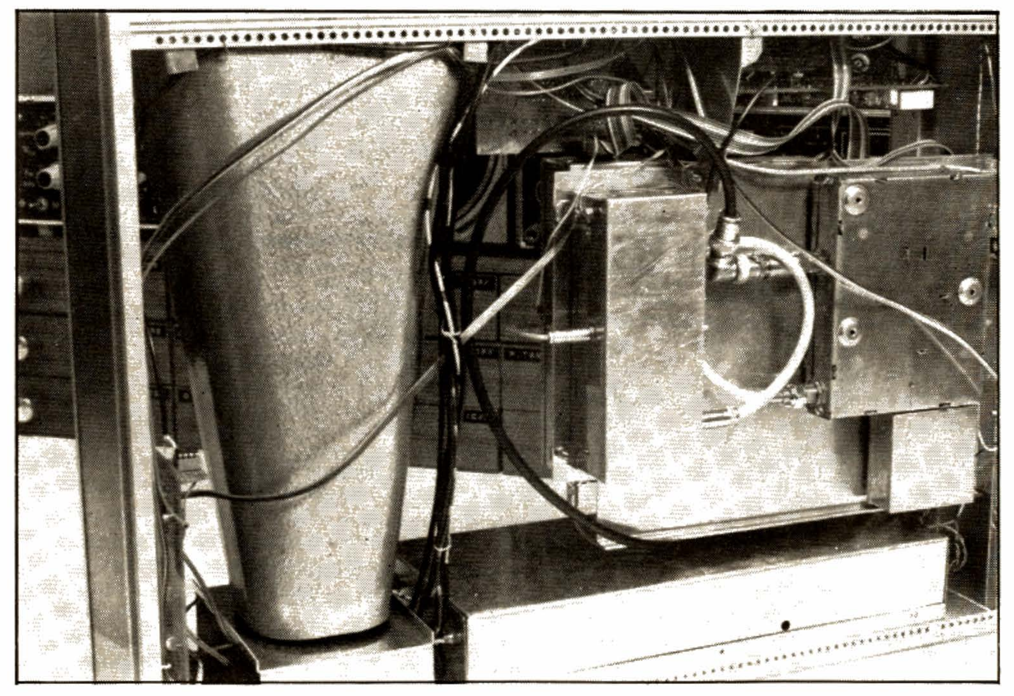


Photo A. – Structure de l'AS87 : à gauche, le tube cathodique dans son mumétal ; en bas, le bloc d'alimentation ; plus haut à droite, le tuner CATV avec son synthétiseur ; au centre, le troisième mixer.

la liaison continue est nécessaire si l'on veut sauvegarder la linéarité du balayage. Le centrage de la dent de scie sur le 0 V est un élément favorable permettant la compatibilité avec la plupart des bons oscilloscopes qui passent le continu sur l'entrée externe de la voie horizontale.

Le marqueur

Un comparateur, bâti avec un ampli OP, reçoit la rampe sur une entrée et la tension continue du potentiomètre « marqueur » sur l'autre. La sortie du comparateur bascule lorsque la rampe dépasse cette tension continue. La transition obtenue déclenche le fréquencemètre incorporé.

Le fréquencemètre

Complément quasi indispensable d'un analyseur. Il permet de connaître la position exacte de la « fenêtre » observée. Ici, nous mesurons la fréquence de VCO_1. La valeur obtenue est 610 MHz trop grande ! Il faut donc retrancher ces 610 MHz des compteurs du fréquencemètre. On devine qu'il faudra avoir recours à des diviseurs prépositionnables. Intersil nous permet une réalisation très simple, nous verrons cela le moment venu ! La mesure de fréquence se fait en un point précis de la rampe et dure 2,56 ms. Ce point est déterminé par le comparateur ci-dessus. C'est lui qui déclenche le processus de comptage. Pour savoir où se fait la mesure, le fréquencemètre fournit un top de marquage qui est superposé à la courbe observée, le potentiomètre « marqueur » permettant de déplacer cette marque, et donc le point de mesure, le long de l'oscillogramme. On peut ainsi aller mesurer la fréquence exacte d'un détail, là où il se trouve ! Il ne nous semble pas nécessaire d'insister sur le grand confort d'utilisation apporté. Par ailleurs, il s'agit d'une réelle mesure « numérique », donc précise. Ici, nos mesures sont à 100 kHz près, ce qui correspond à la limite du « possible facile » !!

Quelques petites réserves pour le mode « g » évoqué plus avant ! Dans ce cas, la fréquence de VCO_1 est *fixe* à un moment donné, pour une observation. L'indication du fréquencemètre est donc indépendante du point de marquage, lequel ne sert plus dans ce cas : la fréquence affichée correspondant au point central de la courbe. De plus, lorsque l'on descend aux excursions les plus étroites, la précision de la mesure peut paraître insuffisante ! En fait, pour ces excursions, on connaît déjà la fréquence de la courbe observée, cela ayant été déterminé avec les excursions plus larges. Il reste alors à examiner les détails, en se servant du graticule pour les écarts en fréquence.

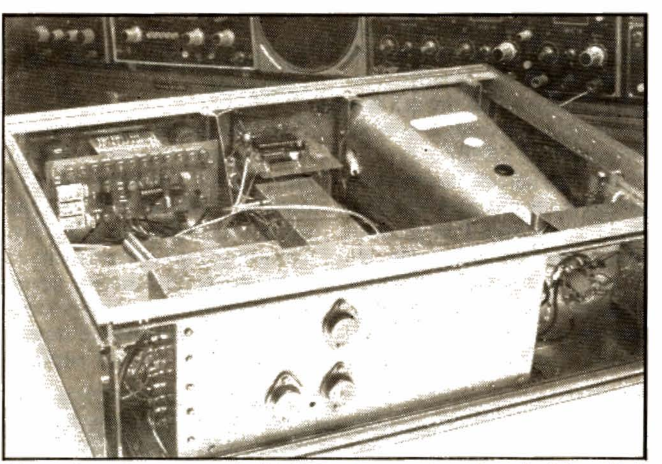


Photo B. – Autre vue de l'AS87. Au premier plan, le bloc d'alimentation avec ses trois 2N3055. Devant à gauche, peu visible, le détecteur LOG/LIN. Au centre, les filtres 9,2 MHz. A l'avant à gauche, la base de temps et, au centre, le fréquencemètre.

L'alimentation

Le bloc d'alimentation est un « mal nécessaire » ! Sa mission est de fournir toutes les tensions nécessaires au fonctionnement de l'AS87.

A savoir :

- Les THT pour le tube cathodique incorporé :
  - – 1 kV pour la tension de Wehnelt et de cathode.
  - + 1 kV pour l'anode de post-accélération.

Ces valeurs sont valables pour de nombreux tubes utilisables. Si ce tube n'a pas de post-accélération, on supprime le + 1 kV.

- La HT pour les circuits de balayage. Nous avons prévu + 180 V sous 75 mA, soit 13 W. C'est la section la plus gourmande de l'AS87.
- Les basses tensions diverses :
  - + 36 V pour les circuits de la varicap de VCO_1. Cette tension est ramenée à + 28 V par un régulateur externe au bloc d'alimentation. $I \simeq 5$ mA.
  - + 24 V pour le tuner $I \simeq 60$ mA.
  - + 12 V pour l'ensemble des circuits HF . $I \simeq 100$ mA.
  - +6 V pour amplis OP et balayage . $I \simeq 17$ mA.
  - – 6 V pour amplis OP et filtres. $I \simeq 35$ mA.
  - + 5 V pour les circuits logiques $I \simeq 200$ mA.

Rappelons que l'alimentation de l'AS87 se fait entièrement à partir du 12 V continu, provenant soit d'une batterie, soit d'un bloc secteur. L'énumération des tensions ci-dessus nous montre que la solution du tout secteur n'aurait été ni facile ni économique. De plus, des tentatives dans ce sens nous ont montré de grosses difficultés liées au rayonnement 50 Hz sur les éléments sensibles de l'analyseur. La solution retenue permet d'avoir toutes les tensions nécessaires à partir d'un transfo unique, facile à réaliser et peu encombrant. Finalement, de compliquée qu'elle pourrait sembler *a priori*, la solution s'avère plus simple et plus économique. Elle n'est pas sans petits inconvénients, nous le verrons plus tard !

Pour parvenir au résultat, le 12 V est d'abord régulé à 10 V environ. Cette tension alimente alors un convertisseur symétrique à transistors débitant dans le transfo à secondaires multiples. Il reste à redresser, filtrer et réguler. Par ailleurs, le régime du convertisseur est asservi au niveau de – 1 kV, ce qui permet des oscillogrammes stables dans tous les cas.

Mais nous verrons cela plus en détail le mois prochain. C'est en effet seulement lors du prochain article que nous débuterons la réalisation de l'AS87. Contrairement à ce qui avait été écrit le mois dernier d'ailleurs ! En fait, diverses raisons techniques et commerciales nous ont un peu retardé. Veuillez nous en excuser.

Sachez que la maison *Electronique-Diffusion* à Roubaix, qui va assurer la distribution des composants de l'AS87, travaille activement à la préparation des jeux de pièces. Les tuners spéciaux sont déjà disponibles. Ils sont en quantité limitée. De nombreux types de tubes cathodiques sont aussi en stock, mais les uns plus intéressants que les autres, hélas aussi en quantités limitées. Quoi qu'il en soit, rendez-vous au mois prochain, pendant lequel le fer à souder chauffera, c'est promis !

F. THOBOIS

COJ
COMPTOIR OUTILLAGE-JARDINAGE
94, quai de la Loire - 75019 PARIS
Métro Crimée - Tél. 42.05.03.81 42.05.05.95 - Parking dans la cour
OUVERT TOUS LES JOURS de 9 h à 12 h 30 et de 14 à 19 h (sauf dimanche et jours fériés)

NOUVEAU... ET RARE POMPES CIRCULATEUR DE CHAUFFAGE CENTRAL NOMBREUX MODELES A PARTIR DE 340 F A VOIR SUR PLACE

LES POMPES

MINI-POMPE UNIVERSELLE
2400 l/h - 220 V : 100 W
Ht de refoulement 5 m.
Poids : 1,6 kg.
Prix : **280 F**

TYPE KP 30/16
0,45 CV. Mono 220 V 2100 l/h 2850 t/mn. Turbine périphérique en laiton. Pression maxi 6 bars
540 F



NOUVEAU
Pompe submersible pour eaux claires légèrement chargées. Contacteur à flotteur incorporé. Idéal pour puisards très étroits. Clapet anti-retour intégré. 220 W Ø 115 H. 260 %. Poids 5,2 Kg. Hr Réf. 5 m.
PROMO : **790 F**

JET D'ARROSAGE
Pompe d'arrosage - *TRES GRANDE MARQUE* — 110/220 V - 2000 l/h
PROMO : **460F**

... orçage automatique 0,6 CV. Mono 220 V. 2100 l/h. 2850 t/mn. Turbine en **NORYL.** Idéal pour arroseur rotatif ou canon
760 F



POMPES ASPIRANTES TYPE VIDA
• **VIDA2** - 2 l/s 220 V. Poids 19 kg
630 F
• **VIDA4** - 3,5 l/s 220 V. Poids 27 kg
780 F



TYPE JET AUTO AMORÇANTE

Pression maxi 6 bars.
Profondeur d'aspiration jusqu'à 9 mètres.
Mono. 220 V.
JET 4/81M. 0,8 cv. Poids 14,8 kg .... **850 F**
JET 4/100M. 1 cv. Poids 16,5 kg .... **920 F**
JET 81MP. 0,8 cv. Poids 15 kg équipé d'un contacteur et manomètre .... **1010 F**
JET 4/100MP. 1 cv. Poids 17 kg équipé d'un contacteur et manomètre .... **1090 F**

POMPE VIDE CAVE





NOVA avec démarrage et arrêt automatiques par flotteur. 0,4 CV. Mono 220 V. Protection thermique incorporée. Groupe submersible 7000 l/h. Idéal pour caves, s/sol, garage.
PRIX **730F**

TRES GRANDE MARQUE. 220 V - 195 W - 5000 l/h. Protection thermique. Refoulement 4,5 m. Mise en route auto. du moteur par contact magnétique **540F**

POMPES IMMERGEES

TYPE 44 INOX
Electromagnétique 220 V - 170 W
Hauteur de refoulement jusqu'à 40 m
Poids 8 kg. 1200 l/h
Prix .... **930 F**

TYPE RODES. 200 W. Refoulement maxi 50 m. 1500 l/h
PRIX DE LANCEMENT : **890F**

SPECIALE FORAGE

TYPE 60 INOX
Ht. de refoulement 50 m. Ø 96 mm. haut. 330 mm. Débit maxi 1800 l/h. Poids 7 kg.
Prix .... **1070 F**

TYPE 80
220 V/150 W Ht. de refoulement 40 m Ø 160 mm. Haut. 330 mm. Débit maxi 2500 l/h. Poids 6 kg.
Prix .... **1300 F**



POMPE IMMERGÉE POUR PUITS PROFONDS ET FORAGE
• Corps de pompe et turbine en laiton sans clapet • Filtre inox • Double étanchéité sur l'arbre • Isolement classe F • Protection thermique et réarmement auto • Equipée de 15 m de câble • Débit 2400 l/h Ø 95 mm. H. 340. Poids 10 kg.
PROMO **1600F**

POMPE D'ASSAINISSEMENT DOMESTIQUE
Avec système de commande auto-incorporé

FEKA 600. Pour eaux claires et usées. 220 V. 0,75 HP. 14,5 m³/h. Conçue pour l'immersion. Hauteur mano maxi 7 m .... **1100 F**

SURPRESSEUR

POMPE A JET 80
Avec réservoir 25 litres. Auto-amorçante jusqu'à 9 m. Système venturi en noryl. Pression d'utilisation max. 8 bars 220 V 600 W
Prix .... **1960 F**

GROUPE de surpression domestique à amorçage auto 0,8 CV 2600 l/h. 1,5/3 bars.
Réservoir à vessie 8 litres. .... **1360 F**
• Réservoir de 20 l .... **1600 F**
• Réservoir de 5 l .... **1200 F**
• Réservoir de 5 l .... **1100 F**

ELECTRO-POMPE POUR FUEL
Type GR22. Monophasé 220 V. Débit maximum 2200 l/h. Livrée avec 3 m de tuyauterie spéciale, pistolet verseur et crépine à clapet.
Prix .... **940 F**
Type PP 12-24. Tension 12 ou 24 V. Débit maximum 2000 l/h. Livrée avec 3 m de tuyauterie spéciale et pistolet verseur .... **1380 F**

MOTO-POMPES
MOTO POMPE PORTATIVE
1290 F
Pompe auto-amorçante portative 2 temps, refroidissement par air 27,2 cm³, 5500 tr/mn. Pompe : débit 7 m³/h hauteur d'aspiration : 6 m, hauteur de refoulement 30 m. Livrée avec tuyau d'aspiration et crépine

TOUS LES TYPES DE POMPES DE VIDANGE POUR MACHINES A LAVER

INCROYABLE
POMPE A EAU ELECTRIQUE POUR USAGES DOMESTIQUES ET AGRICOLES
KAMA +



• Eau claire • Poids 5,3 kg
• Dim. : 308 x 200 mm
• Aspiration 7 m
• Refoulement 20 m/col.
• Débit 1,8 m³/h
• Pression 2 bars
• Moteur 220 V/350 W

LIVREE AVEC :
— 10 mètres de câble
— 3 raccords queue carrelée
— 1 robinet
— 1 crépine à clapet
— 1 turbine de rechange
— 6 charbons
— 2 joints pompe
— 2 joints d'étanchéité

PROMO COMPLÈTE **420F**

POMPES A DIAPHRAGME A BRAS
Pour eau, liquides chargés, purins
Pompe d'épuisement en inox sur chariot, amorçage automatique, aspirante et refoulante 100/120 l/mn avec raccord Ø 50 mm.
Prix .... **1080 F**

POMPE DE PISCINE
AMORÇAGE AUTOMATIQUE
TYPE DELFINO Amorçage auto. Gros débit 14 m³/h. 1 ch. 220 V. 2850 t/mn
PROMO : **2 400 F**

COMPRESSEUR A AIR



NOUVEAU
Mini compresseur 4 en 1, se branche sur l'allume-cigare.
- Gonflage de pneus
- Lampe d'éclairage
- Lampe « Warning » rouge
- Manomètre avec arrêt automatique

SPÉCIAL PROMO : **280F**

MINI-COMPRESSEUR
D'air a usage multiples (gonflage d'un bateau pneumatique, vos pneus etc...) pression jusqu'à 11,5 bars. Se branche sur l'allume cigare 12 V de votre voiture. Faible consommation. Fil de 3 mètres manomètre **240F**

FLASH CONVERTISSEURS
• Entrée 12 V. Batterie. Sortie 220 V alterna. 120 W ... **298 F**
• Entrée 12 V. Batterie. Sortie 220 V alterna. 250 W ... **600 F**

LE COIN DES BRICOLEURS
• Mandrins Auto-serrant
Prix .... **70-80-100 F**
• Fer à souder au Butane .... **110 F**

COFFRET DOUILLES 6 PANS
• 20 pièces de 4 à 19 m/m + réducteur .... **60 F**
• 24 pièces de 10 à 32 m/m + vilbrequin + cadran universel .... **140 F**
• 52 pièces en acier forgé ou chromé .... **190 F**
Perceuse visseuse sur batterie (grande marque) .... **880 F**

TURBINE TANGENTIELLE
Pour aérer, évacuer avec moteur 220 V et pattes de fixation.
• TURBINE L 180 mm Ø 65 mm .... **280 F**
• **TURBINE** L 240 mm Ø 65 mm .... **390 F**

FER A SOUDER/PISTOLET
Chauffage instantané 220 W avec éclairage . **80 F**





CHARGEUR DEMARREUR
12 volts 20/150 A Poids 14 kg
580 F

• **Chargeur/Démarreur** 12/24 volts - 30/200 A **840F**

CHARGEURS DE BATTERIE
Très grande marque. Type ACS-7, 6 et 12 V. 2 allures (7 A auto-régulée) contrôle par ampèremètre. Protection totale et automatique.
Equipé de pinces .... **240 F**
• Chargeur de batteries 10 A/12 V **190F**
• Chargeur de batteries 15 A/12-24 V .. **250F**
TYPE RACING chargeur complet avec câbles et pinces .... **110 F**

POSTE DE SOUDURE
TYPE TURBO : 220 V - 140 Amp. - Poids : 18 kg - Electrodes de 1.5 à 3.25 - Complet ave équipement .... **580 F**
TYPE CLUB 140 Amp. .... **540 F**
POSTE DE SOUDURE 180 Amp. **840 F**
• **Poste de soudure** 220 V/380 V. 150 Amp. Ventillé. Poids 21 kg. Electrodes de 1,5 à 3,2. Complet .... **740 F**

PLAQUES ÉLECTRIQUES
Ø 145 mm et Ø 180 mm
à voir sur place

• SCIE CIRCULAIRE
Lame carbure Ø 180 mm. 1450 W. 220 V. Coupe 62 mm .... **880 F**

LAMES DE SCIES CIRCULAIRES
CARBONE Ø 184 mm... **150 F**
CARBONE Ø 235 mm... **180 F**

GRANDE MARQUE FRANCAISE
MOTEURS ELECTRIQUES
1/4 CV, 185 W, triphasé 1420 tr/mn **180F**

POUR LE JARDIN
SOLDES...
TAILLE HAIE .... **260 F**

ARRIVAGE IMPORTANT
• **TONDEUSE** à gazon autotractée. Mot. 4 temps. Démarrage électrique.
• **COUPÉ-BORDURES** mot. essence, fil nylon.
• **SOUFFLEUR A GAZON,** très puissant.
STOCK LIMITÉ A VOIR SUR PLACE

EXCEPTIONNEL...
TONDEUSE ÉLECTRIQUE *INCROYABLE :*
790F
VALEUR ~~1480F~~

Tondeuse électrique très grande marque. Largeur de coupe 350 mm. Moteur 220 V- 900 W. 2800 tr/mm. Hauteur de coupe réglable avec bac dur de ramassage. Contacteur de mise en marche avec sécurité. Carénage design.

SECATEUR HYDRAULIQUE
Comprenant 1 moteur 2 temps, 22,6 cm³, 1 pompe hydraulique entraînant 1 sécateur court pour vigne et petits arbres fruitiers, **ou 1 sécateur téléscopique de 1,5 à 3 m maxi de coupe 45 mm.** Avec harnais de portage à dos. Poids à vide 5 kg.
Prix (valeur 4000 F) .... **1480 F**

REMINGTON TRONÇONNEUSE
Electrique, double isolation, protège main, graisseur manuel, 220 V.
Coupe 300 mm .... **620 F**

MOTEURS ÉLECTRIQUES NEUFS
à double enroulements pouvant tourner dans les 2 sens, à pattes de fixation

MONOPHASES 220 volts avec condensateur de démarrage incorporé.

PUISSANCE CV	PRIX TTC en 1500 Tr/mm	PRIX TTC en 3000 T/m
0,25 CV	490 F	
0,34 CV	520 F	480 F
0,50 CV	540 F	490 F
0,75 CV	790 F	
1,00 CV	640 F	590 F
1,50 CV	790 F	680 F
2,00 CV	1020 F	960 F
3,00 CV		1080 F

TRIPHASES 220 V/380 V

PUISSANCE CV	PRIX TTC en 1500 Tr/mn	PRIX TTC en 3000 Tr/m
2,00 CV		520 F
3,00 CV	740 F	
4,00 CV	860 F	

PRIX DONNES SOUS RESERVE D'ERREURS TYPOGRAPHIQUES

Vous pouvez également rédiger votre commande sur papier libre ou utiliser notre bon de commande.

BON DE COMMANDE A RETOURNER REMPLI A :
COMPTOIR OUTILLAGE JARDINAGE
94, QUAI DE LA LOIRE -75019 PARIS

NOM .... PRÉNOM .... TÉL. : ....
ADRESSE ....
VILLE .... CODE POSTAL ....
JE DÉSIRE RECEVOIR ....

TOUTES NOS EXPÉDITIONS SE FONT EN PORT DÛ AU-DESSUS DE 5 KG.
Règlement : comptant joint à la commande : chèque bancaire ☐ C.C.P. ☐ Mandat ☐ PAS DE CONTRE-REMBOURSEMENT

HP 10/87

Pour toutes demandes de renseignements, joindre 1 enveloppe timbrée portant nom et adresse. Nos prix TTC s'entendent marchandises prises au magasin.

EXPEDITIONS. Règlement total à la commande. Port PTT. jusqu'à 5 kg : 35 F sauf hors cotes P et T. Au dessus de 5 kg, port payable à la livraison.

Amis de province payez par CARTE BANCAIRE - CARTE BLEUE ou AURORE à retourner rempli et signé à
COMPTOIR OUTILLAGE JARDINAGE, 94 quai de la Loire - 75019 PARIS
N° CARTE BANCAIRE
VALIDITÉ SIGNATURE
DATE ....
Partie à remplir et à joindre à votre règlement carte bleue

Prix établis au 20/9/87

COMMANDE D'UN ROTOR D'ANTENNE par un système mettant en œuvre DES « PSEUDO-UJT »

D'utilisation fréquente il y a une dizaine d'années pour générer des « dents de scies », des impulsions, réaliser des circuits de déclenchement pour thyristors et triacs, les transistors unijonction (UJT) sont quelque peu tombés en désuétude, essentiellement du fait de leur coût assez élevé (5 à 20 F unitaire).

La tendance actuelle est de remplacer ce type de composant par des circuits intégrés offrant un éventail plus large d'applications pour un prix à peine plus élevé.

Cependant il nous a paru intéressant de substituer à l'UJT un système de structure simple mettant en œuvre des composants d'un prix très bas, et pouvant remplir strictement les mêmes fonctions.

L'étude, dans le cadre d'un laboratoire d'enseignement (ENSEA à Cergy Pontoise), nous a permis d'utiliser de manière concrète des « pseudo-UJT ».

PSEUDO-UJT

1) Idée de base

Elle consiste à reprendre la structure d'un thyristor réalisé avec deux transistors : lorsqu'on applique une tension positive sur la base de T_1, celui-ci conduit ; une tension apparaît aux bornes de la charge L, ce qui a pour effet de rendre T_2 conducteur par effet cumulatif ; les deux transistors se saturent. Il sera nécessaire pour retrouver l'état initial, après avoir supprimé la tension de commande sur la base de T_1, de couper la tension d'alimentation U_{cc}.

2) Réalisation d'un « pseudo-UJT »

Nous avons choisi d'employer des transistors complémentaires de modèles les plus courants :
NPN : 2N2222
PNP : 2N2907
pour obtenir le montage de la figure 2.

3) Principe de fonctionnement d'un relaxateur à « pseudo-UJT »

Autour de T_1 et T_2, nous constituons le montage (fig. 3) où nous retrouvons la structure classique d'un relaxateur à UJT. Nous devons avoir comme condition initiale :

$V_c(T_1) = V_{cc} - (2 \text{ à } 5\ V)$

Si (par exemple) nous avons $V_{cc} = 15\ V$, la diode Zener z_1, limitera V_c (T_1) maximum à $+10\ V$.

Au temps T_0 (fig. 4), nous avons $U_c = 0$; dans ce cas :

$V_e(T_2) = 0$, $V_b(T_2) = +10\ V$

les transistors T_2 et T_1 sont bloqués. Le condensateur C se charge à travers la résistance R suivant la loi suivante :

$U_c(t) = V_{cc} + (V_{initiale} - V_{cc})\, e^{-t/RC}$

Lorsque $V_e(T_2) > V_{z1}$, T_2 puis T_1 conduisent, provoquant par effet cumulatif la décharge brusque de C suivant le parcours : émetteur - collecteur T_2, base - émetteur T_1, R_3.

La décharge de C n'est pas totale, elle dépend de plusieurs facteurs :

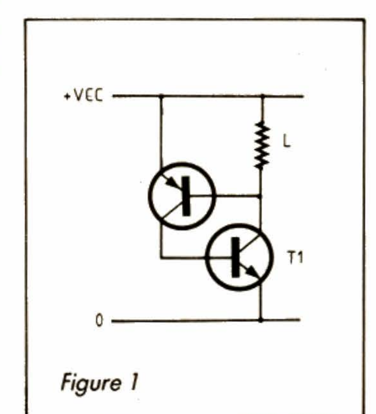


Figure 1

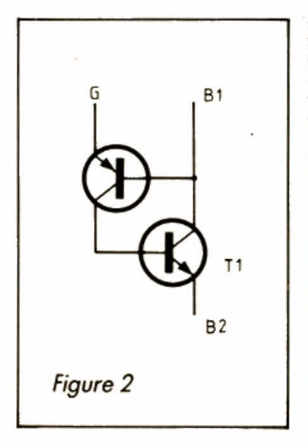
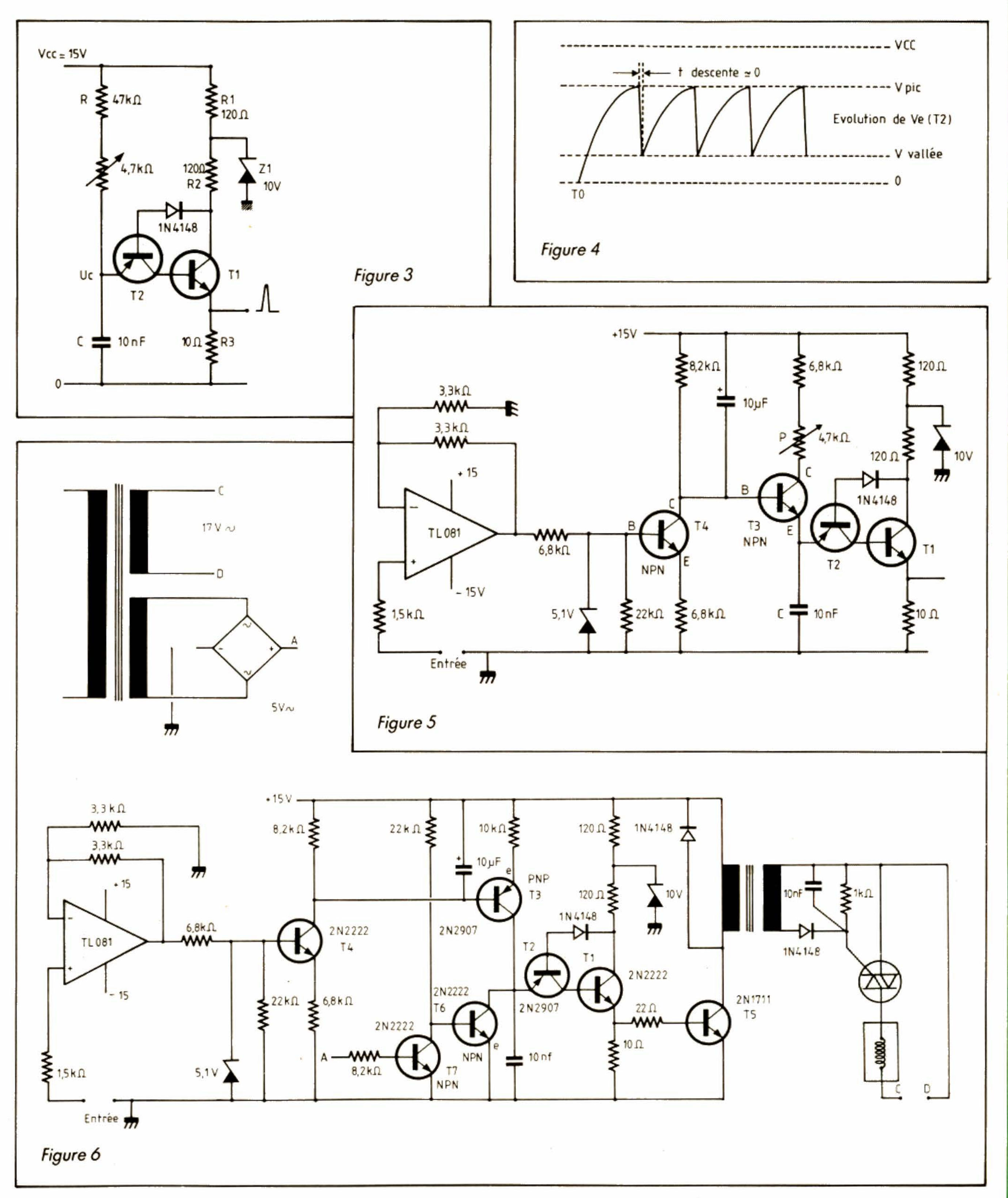


Figure 2


Vcc = 15V
R 47kΩ
R1 120Ω
4,7kΩ
120Ω R2
Z1 10V
1N4148
Uc
T2
T1
C 10nF
10Ω R3
0
Figure 3
VCC
t descente ≃ 0
V pic
Evolution de Ve (T2)
V vallée
0
T0
Figure 4
+15V
8,2kΩ
10µF
6,8kΩ
120Ω
3,3kΩ
3,3kΩ
+15
P 4,7kΩ
120Ω
10V
TL 081
6,8kΩ
B T4
NPN
C
E
B T3 NPN
C
E
1N4148
T2
T1
−15V
1,5kΩ
5,1V
22kΩ
6,8kΩ
C 10nF
10Ω
Entrée
Figure 5
C
17 V ∼
D
A
5V∼
+15V
3,3kΩ
3,3kΩ
8,2kΩ
22kΩ
10kΩ
120Ω
1N4148
10µF
PNP T3
2N2907
120Ω
10V
+15
TL 081
−15
6,8kΩ
2N2222 T4
1N4148
T2
T1
2N2222
10nF
1kΩ
1N4148
22kΩ
6,8kΩ
2N2222 T6
2N2907
22Ω
2N1711 T5
2N2222
A
8,2kΩ
T7 NPN
NPN
10 nf
10Ω
1,5kΩ
5,1 V
Entrée
C D
Figure 6

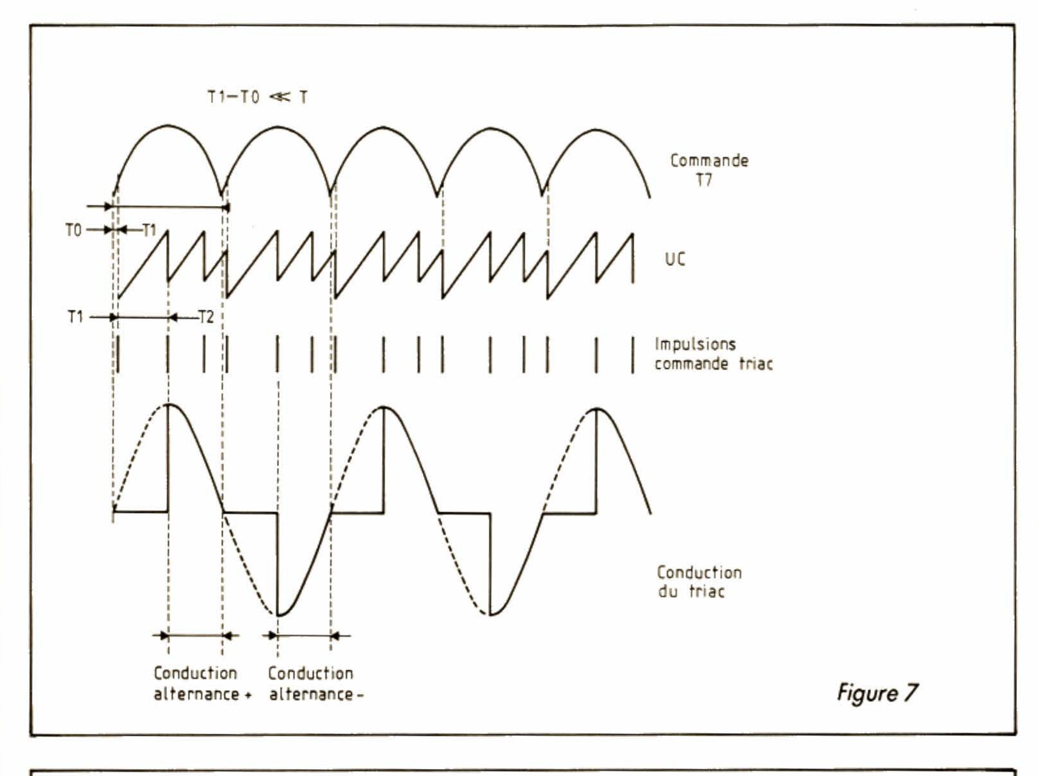


Figure 7

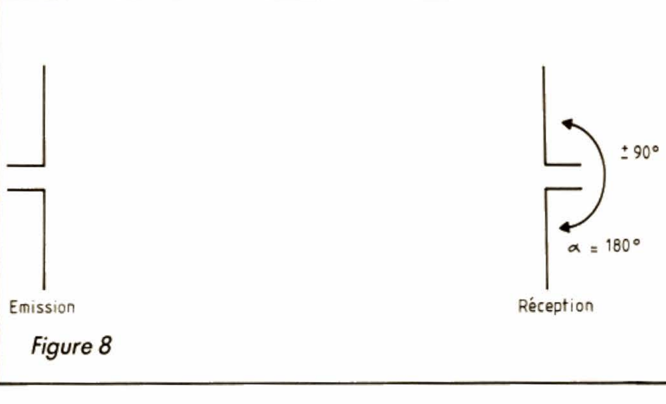


Figure 8

a) du rapport des résistances R_2 et R_3 ;

b) du V_{cc} de conduction de T_2. Celui-ci peut être réduit en insérant une diode entre le collecteur de T_1 et la base de T_2 (fig. 3).

Sur l'émetteur et sur le collecteur de T_1 apparaissent des impulsions respectivement positives et négatives dont l'amplitude dépend des valeurs de R_2 et de R_3. Un découplage efficace de z_1 (10 à 100 μF) augmente l'amplitude de ces impulsions.

4) Caractéristiques du système

a) Tension de « vallée »

$$V_{vallée} \simeq V_z \times \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

$$+ V_{be}(T_1) + V_{ce} \text{ conduction } (T_2)$$

Avec les valeurs figure 3, nous obtenons $V_{vallée} \simeq 2{,}5$ V

b) Tension de « PIC »

$$V_{pic} \simeq V_z + 0{,}6 \text{ V}$$

c) Fréquence de relaxation

Si l'on considère que le temps de descente (fig. 4) est négligeable, nous pouvons employer la formule utilisée dans un relaxateur à UJT :

$$t = 2{,}3\, R \,.\, C \log \frac{V_{cc} - V_{vallée}}{V_{cc} - V_{pic}}$$

d) Limites de fonctionnement

Avec les valeurs du schéma figure 3, nous pouvons avoir :

$22 \text{ k}\Omega < R < 470 \text{ k}\Omega$

$$R_{min} \simeq \frac{V_{cc} - V_{vallée}}{I_{vallée}}$$

$1 \text{ nF} < C < 1\,000\ \mu\text{F}$

$$R_{max} \simeq \frac{V_{cc} - V_{pic}}{I_{pic}}$$

5) Linéarisation de la dent de scie

La résistance R est remplacée par un générateur de courant constant (fig. 5).
La fréquence du relaxateur ainsi réalisé est fonction de la tension de commande du générateur de courant constant, du réglage de P et de la valeur de C.
L'accroissement de la tension aux bornes de C est proportionnel au temps et à l'intensité de charge

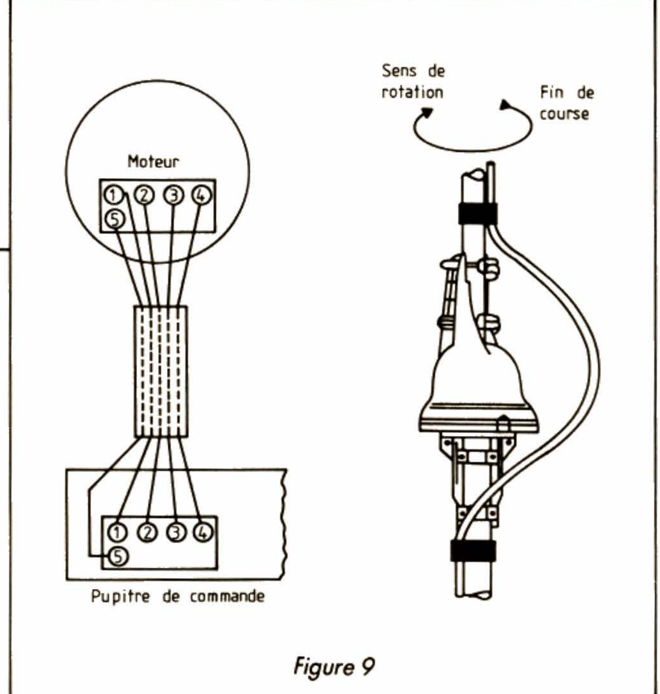


Figure 9

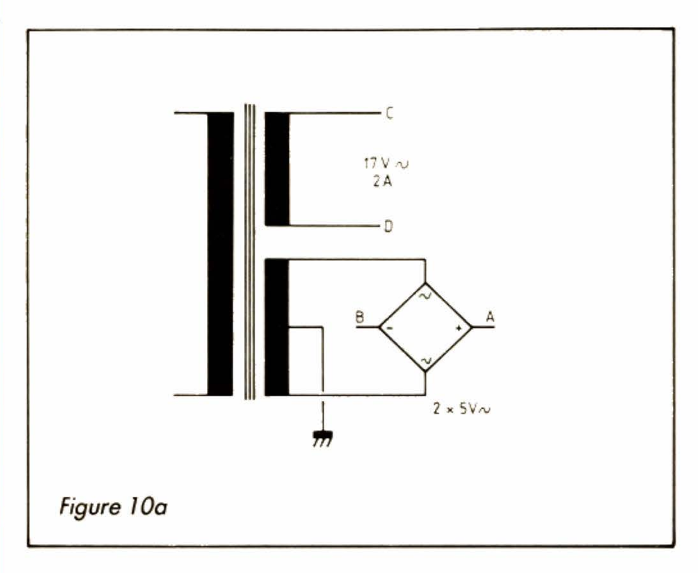


Figure 10a

$Q = I_t = CV$
$t = CV/I$
avec $V = U_{pic} - U_{vallée}$

6) Synchronisation du relaxateur à partir du secteur

Lorsque l'on désire faire varier l'angle de conduction d'un thyristor ou d'un triac, il est nécessaire d'avoir une référence de temps. Pour ce faire, le relaxateur doit être synchronisé avec le générateur de tension alternative alimentant la charge.

Les transistors T_6 et T_7 commandés par une tension alternative redressée à double alternance (fig. 6) imposent le début d'une rampe au temps T_1 au départ de chaque demi-alternance (fig. 7).

Le T_1-T_0 est constant et dépend du seuil de conduction des transistors T_6 et T_7.

Pour avoir une amplitude suffisante des impulsions recueillies sur l'émetteur de T_1, on utilise T_5 (fig. 6) en commutation. Ces impulsions sont appliquées sur la commande du triac par l'intermédiaire d'un transformateur d'isolation.

On pourra faire varier l'angle de conduction du triac en modifiant le courant de charge de C, définissant ainsi le temps $T_2 - T_1$.

Figure 10b

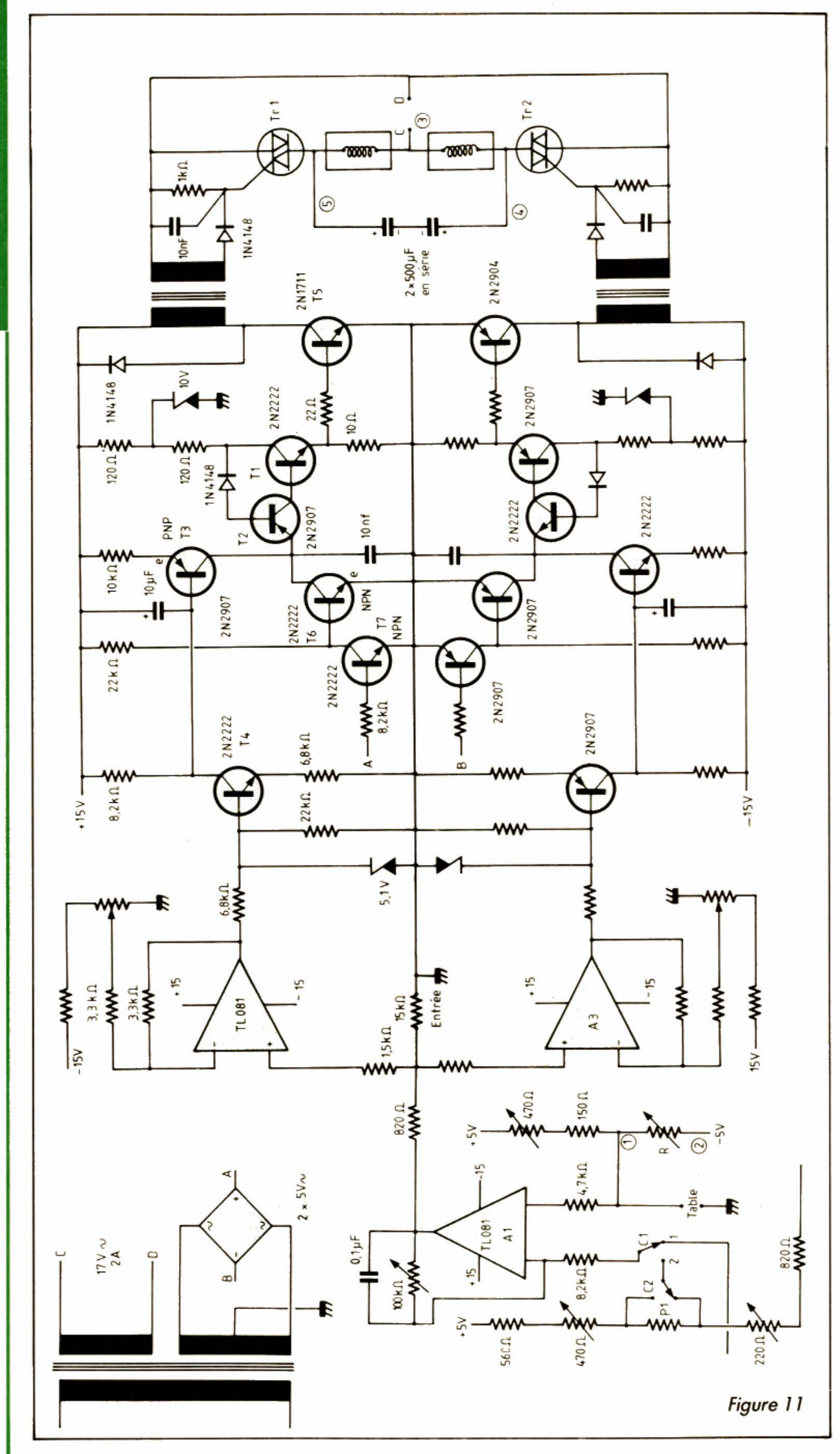


Figure 11

COMMANDE DU ROTOR D'ANTENNE

1) Présentation du projet

Notre problème consistait à concevoir un système électronique permettant d'entraîner en rotation pour un angle de ± 90° une antenne réceptrice UHF, afin de relever le diagramme de rayonnement d'une antenne émettrice du même modèle placée à une distance de 20 mètres.

2) Système de base

Le moteur d'entraînement utilisé pour la rotation de l'antenne réceptrice est fabriqué aux USA par la société Cornell-Dubilier Electronics et importé en France par Saditel (B.P. 287, Reims), il porte la référence AR 50 (fig. 9).

L'électronique de commande fournie par le constructeur présente (pour notre application) plusieurs inconvénients :

a) temps de manipulation ininterrompu ne pouvant excéder 4 minutes ;

b) commande en continu de la position de l'antenne impossible.

En étudiant la documentation fournie avec le moteur et en effectuant des mesures sur le système, nous avons pu définir les points suivants :

a) Angle de rotation possible de l'axe entraîné par le moteur :

0 à 360°.

b) Caractéristiques du moteur :

– Alimentation : 17 V – 50 Hz, I_{max} = 1 A.

– Sens de rotation : le stator du moteur est constitué de deux enroulements séparés ayant un point commun. Suivant le sens de rotation désiré, on alimente l'un ou l'autre de ces bobinages.

– Un rhéostat situé à l'intérieur du moteur et entraîné par celui-ci permet de constituer un système bouclé.

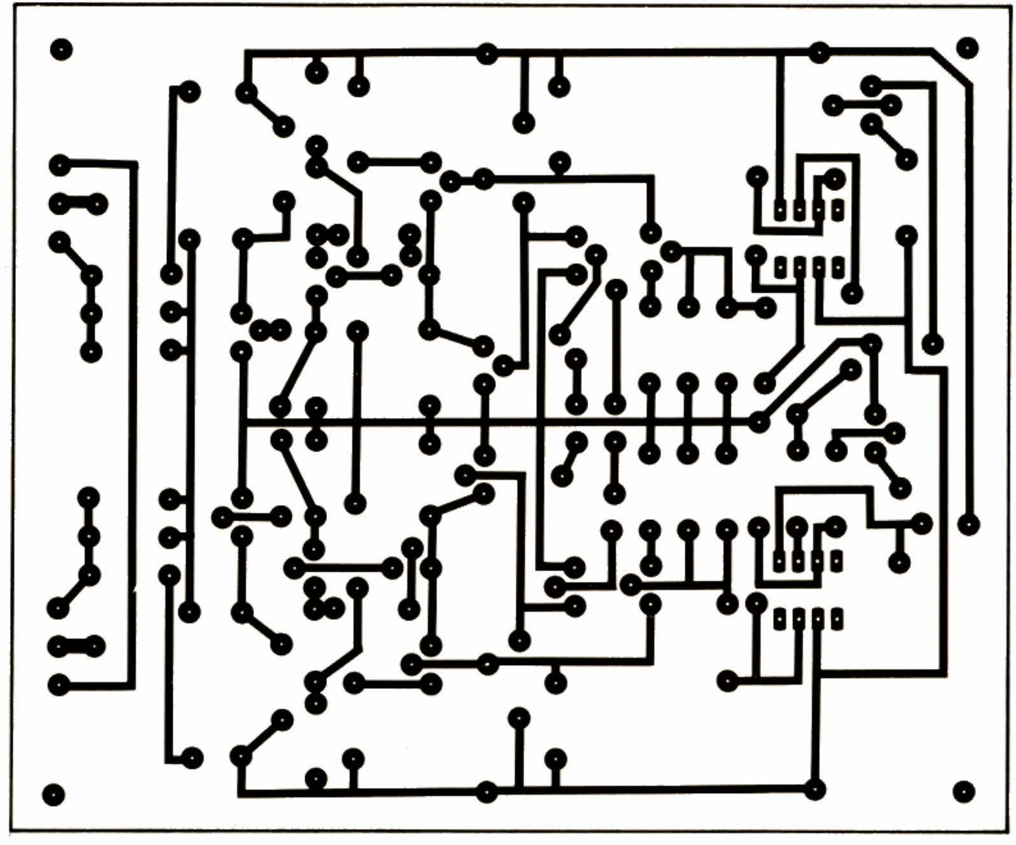


Figure 12

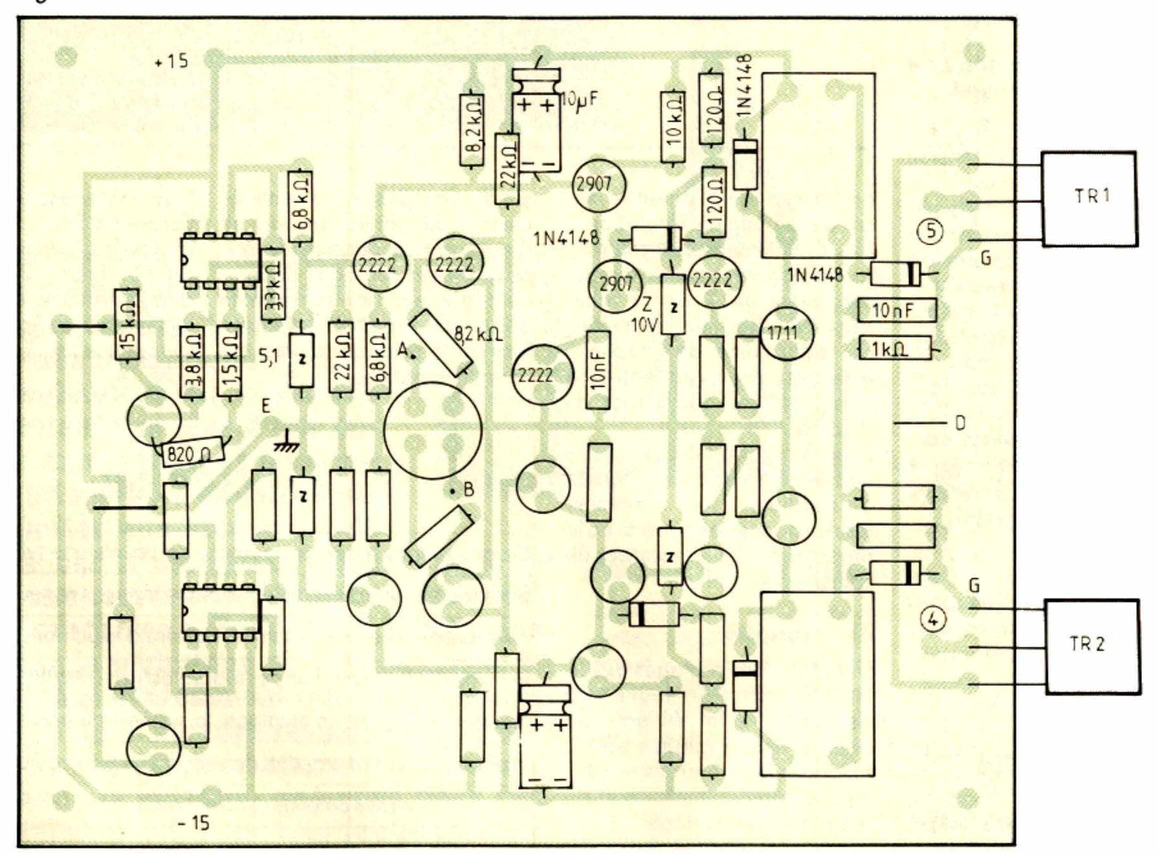


Figure 13

3) Commande du moteur mettant en œuvre des « pseudo-UJT »

L'intérêt des « pseudo-UJT » est de pouvoir constituer simplement un système commandé par une tension positive ou négative suivant le sens de rotation désiré.
Pour cela, nous utilisons une structure identique à celle définie figure 6 et nous lui adjoignons un montage symétrique ; nous obtenons le schéma de la figure 10.

4) Bouclage du système

La solution la plus simple consiste à comparer à une consigne la tension aux bornes du rhéostat de positionnement. Suivant le sens de rotation désiré, seul l'un des deux enroulements du stator du moteur est alimenté (fig. 11).

Nous avons deux possibilités :

a) Variation en continu de la position de l'antenne

Le commutateur C_1 (fig. 11) est en position 1. La tension du curseur du potentiomètre P_1 est comparée à celle du point milieu d'un pont diviseur dans lequel est inséré le rhéostat de positionnement R.
Les ajustables de part et d'autre de P_1 et dans le pont diviseur permettent de régler la plage de rotation de l'antenne.
La résistance de contre-réaction sur A_1 permet de régler le gain de boucle pour éviter une oscillation TBF (pompage).

b) Positionnement de l'antenne avant rotation pour un relevé de diagramme de rayonnement

Le commutateur C_1 est placé en 2.
Le commutateur C_2 permet de sélectionner l'extrémité de l'angle de rotation (droite ou gauche) où va se positionner l'antenne avant rotation. Lorsque cette position est atteinte, on bascule C_2 ; l'antenne décrit alors l'angle de rotation α (fig. 8) défini précédemment.
La tension nécessaire au déplacement en X de la table traçante effectuant le relevé de diagramme de rayonnement est prélevée entre la masse et l'une des bornes du rhéostat.
Pour que cette tension soit linéaire en fonction de l'angle de rotation, il faut remplacer les résistances en série avec le rhéostat par un générateur de courant constant.

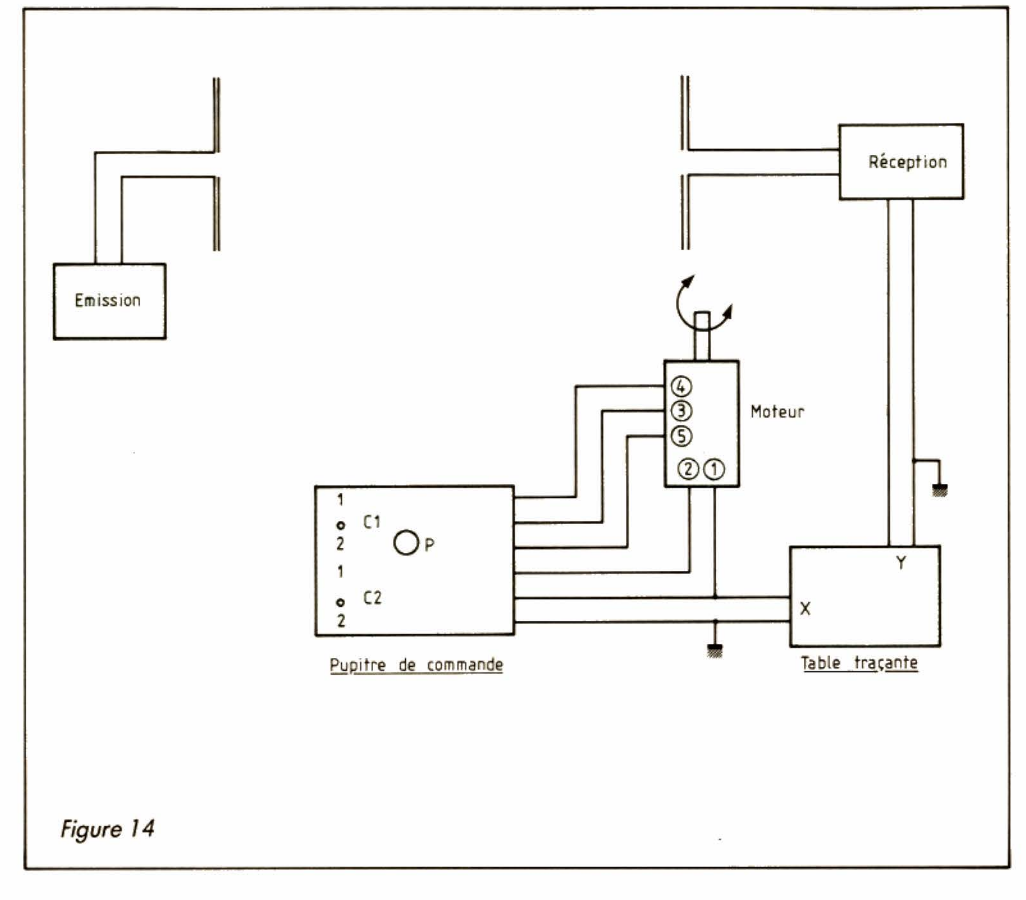


Figure 14

5) Réglages

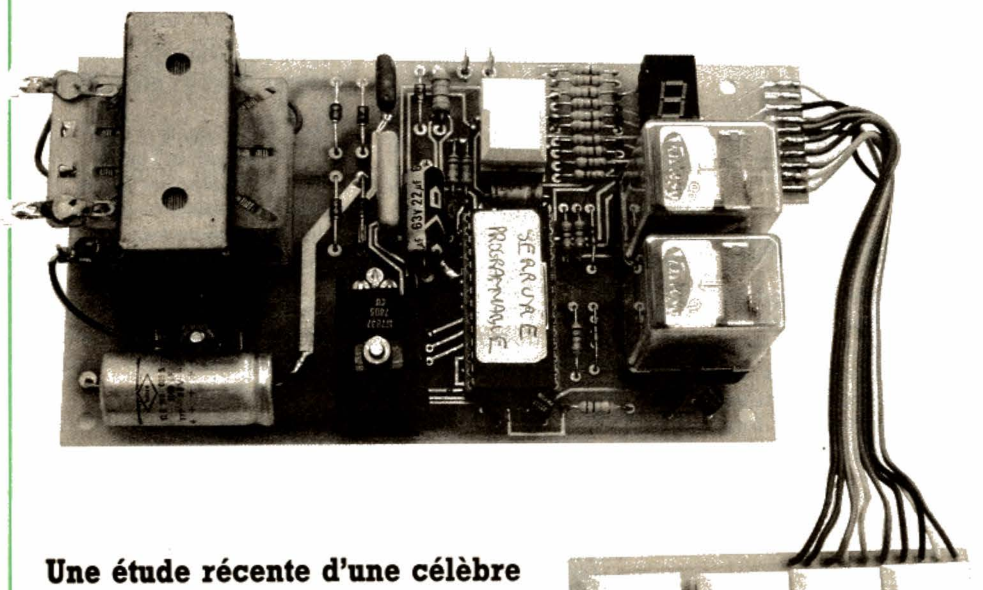
En dehors des réglages des limites d'excursion (ouverture de l'angle α) et du gain de boucle, deux réglages sont à effectuer, les entrées + des amplis opérationnels A_2 et A_3 étant reliées à la masse.
Les potentiomètres P_2 et P_3 sont réglés au seuil de conduction des triacs (entraînement du moteur de part et d'autre de sa position de repos). De ces réglages dépendent la « fenêtre » de tension de commande définissant l'angle de rotation minimal en variation continue.
Nous obtenons une valeur de l'ordre de 5°.
Le dessin du circuit imprimé est donné figure 12, le schéma d'implantation de la partie « puissance », figure 13, et le synoptique de l'ensemble, figure 14.

CONCLUSION

Ce projet nous a permis de mettre en œuvre une technique simple pour définir un système fiable et peu onéreux. Les seuls composants « sortant de l'ordinaire, étant les transfos d'impulsions marque Shaffner type IT235 ; le modèle des triacs n'est pas critique.
Nous espérons que ce montage, le système de bouclage étant plus sophistiqué, pourra rendre des services aux « radio et télé amateurs » utilisant des antennes en rotation.

A. ROUSSEL

UNE SERRURE ELECTRONIQUE PROGRAMMABLE



Une étude récente d'une célèbre revue de défense des consommateurs a montré que les meilleures serrures mécaniques proposées actuellement sur le marché ne résistaient pas plus d'une minute aux manipulations d'un voleur expérimenté. L'électronique peut apporter une solution à ce problème car il est relativement simple de réaliser une serrure codée qu'il est très difficile de « crocheter ». Pour que la sûreté ainsi offerte par la technique ne soit pas mise en défaut, il faut évidemment que la réalisation mécanique de la serrure respecte un certain nombre de règles élémentaires. Nous allons voir qu'avec le montage que nous vous proposons aujourd'hui, il est très facile d'y arriver.

PRESENTATION

Notre serrure ne comporte, comme organe externe, qu'un clavier et deux diodes électroluminescentes rouge et verte. La frappe sur ce clavier d'un code, choisi par vos soins et comportant de 1 à 9 chiffres, provoque le collage d'un relais capable d'alimenter une gâche électrique.

Lors de toute tentative d'ouverture, trois essais de composition du code vous sont offerts, un peu à la manière de ce que l'on rencontre pour les cartes de crédit. Si, au troisième essai, vous n'avez toujours pas composé le bon code, un relais colle pendant 3 minutes pour alimenter une sirène d'alarme ou tout autre dispositif. De plus, au cas où l'effet dissuasif de cette alarme ne suffirait pas, la serrure reste bloquée pendant 3 minutes, interdisant ainsi tout essai en série de plusieurs codes.

La programmation du code est faite par vos soins grâce à une procédure spéciale qu'il est impossible de déclencher à partir du clavier. En outre, la destruction de ce dernier, la mise en court-circuit de ses fils ou leur coupure n'ont aucun effet sur le relais de commande de la gâche électrique.

Bien sûr, nous direz-vous, il est toujours possible que le cambrioleur éventuel découvre le code par hasard. Si vous avez choisi une combinaison à grand nombre de chiffres, cette probabilité est cependant très faible, d'autant que le nombre de chiffres composant le code est inconnu du visiteur indésirable, ce qui accroît encore la difficulté de recherche.

Enfin, nous avons même pensé aux étourdis qui oublieraient le code programmé

puisqu'une procédure existe, une fois la serrure ouverte bien sûr, pour visualiser ce dernier.

UN SEUL CIRCUIT INTEGRE

Nous aurions pu réaliser toutes ces fonctions avec des circuits logiques classiques mais cela aurait demandé un grand nombre de boîtiers et, donc, un circuit imprimé au tracé complexe. De plus, le système aurait été assez peu fiable puisque la fiabilité d'un montage électronique est inversement proportionnelle au nombre de composants utilisés, ce qui est tout à fait logique et conforme au plus élémentaire bon sens.
Nous avons préféré faire appel pour cela à un microprocesseur ou, plus exactement, à un microcontrôleur appelé encore microprocesseur monochip. Cette décision permet de réaliser toutes les fonctions de notre serrure avec un seul boîtier de circuit intégré à 28 pattes ; boîtier qui, de plus, est peu coûteux et est disponible chez de très nombreux revendeurs depuis que nous avons fait appel à lui pour la première fois en 1983.

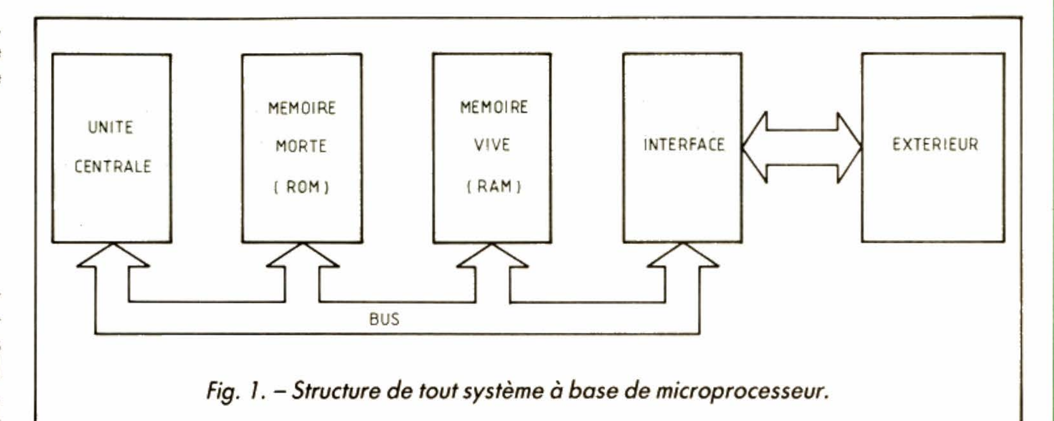


Fig. 1. – Structure de tout système à base de microprocesseur.

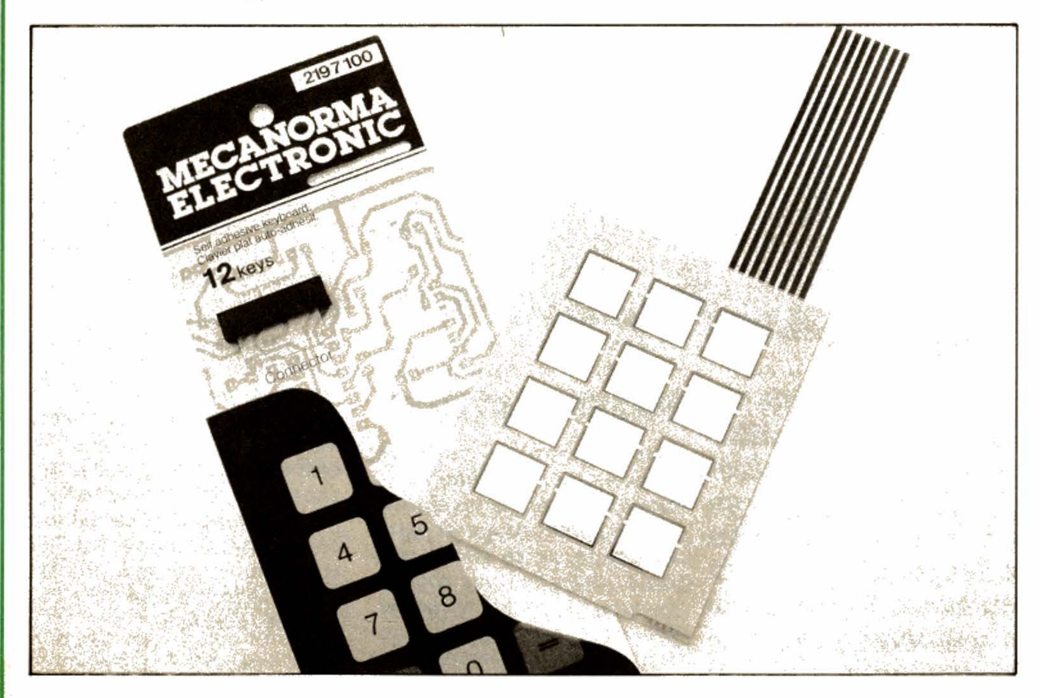
LE MC 68705P3

Pour ceux d'entre vous qui ne sont pas des habitués de la micro-informatique en général et des microprocesseurs en particulier, nous rappelons en figure 1 la structure de tout ensemble de ce type.

Autour d'une unité centrale qui est la partie « pensante » de la machine se trouvent un certain nombre d'organes indispensables :

– la mémoire morte ou ROM (Read Only Memory, pour mémoire à lecture seule) qui contient le programme qu'exécute l'unité centrale. C'est ce programme qui fixe le comportement du montage ;
– la mémoire vive ou RAM (Random Access Memory) qui contient des informations temporaires telles que résultats intermédiaires de calculs, données fournies par l'utilisateur, etc ;
– le ou les circuits d'interface qui permettent à l'unité centrale de dialoguer avec le monde extérieur ;
– la liaison entre tous ces éléments qui est réalisée par ce que l'on appelle un bus qui n'est autre, en première approximation, qu'un ensemble de fils parallèles qui courent de boîtier en boîtier.

Si l'on veut appliquer ce schéma à notre serrure, l'interface se charge de mettre en forme les informations que vous frappez au clavier, elle pilote en outre le relais de gâche ou d'alarme en fonction du résultat des calculs réalisés par l'unité centrale ; la RAM contient (entre autres) le code que vous frappez au clavier, et la ROM contient le programme qui permet à l'unité centrale de respecter le comportement que nous avons décrit au premier paragraphe.
Même si un montage réalisé suivant le synoptique de la figure 1 était viable, il ne serait que de peu d'intérêt par rapport à la solution en logique câblée car il nécessiterait de nombreux boîtiers et serait alors encombrant et coûteux. Heureusement, les fabricants de circuits intégrés ont mis sur le marché depuis déjà quelques années des boîtiers microcontrôleurs qui contiennent sur une seule puce l'ensemble des éléments de la figure 1.



Un clavier souple Mecanorma pouvant convenir pour des utilisations à l'abri des intempéries.

Nous avons choisi le MC 68705P3 de Motorola, largement diffusé et peu coûteux, qui convient fort bien à notre application.
Le synoptique interne de ce circuit vous est présenté figure 2. Nous allons voir qu'il contient tout ce qu'il nous faut (et même plus). L'unité centrale du circuit est une version simplifiée de celle du microprocesseur 8 bits type 6800. Cela ne lui donne pas des performances très brillantes pour faire du calcul ou pour réaliser des fonctions complexes mais, pour piloter des automatismes comme c'est le cas ici, c'est parfait. Une mémoire vive de 112 octets permet un stockage des données temporaires suffisant tandis qu'une ROM de 1 804 octets permet déjà d'écrire des programmes relativement importants. Nous verrons que, pour cette application, une partie seulement de cette mémoire est utilisée. Trois ports d'entrées/sorties parallèles programmables complètent cet ensemble et offrent ainsi 24 lignes d'interface avec l'extérieur ; en outre, un timer 8 bits précédé d'un prédiviseur programmable complète le tout.
Une circuiterie d'horloge intégrée, pilotable par quartz, résistance ou simple court-circuit génère tous les signaux utiles tandis qu'un trigger de Schmitt permet un RESET automatique à la mise sous tension grâce à un simple condensateur. Mais, ce qui fait l'intérêt majeur d'un tel boîtier, c'est que la ROM interne est en fait une UV-PROM programmable avec des moyens très simples. En effet, la majorité des microcontrôleurs actuels sont des boîtiers prévus pour des applications en très grande série (programmateurs de machines à laver par exemple), et leur ROM de programme est programmable par masque lors de la fabrication du circuit. Il est donc hors de question d'employer de tels boîtiers dans des réalisations d'amateurs où quelques centaines de pièces seulement sont utilisées. Le 68705P3, par contre, peut être programmé par vos soins si vous faites le montage adéquat, ou par nous-mêmes si vous le désirez, ce qui nous permet donc de vous proposer ce genre de montage.
Pour être tout à fait complet, sachez que la PROM de ce 68705P3 est en fait de l'UV-PROM et qu'il est possible de l'effacer en l'exposant aux ultraviolets comme une vulgaire mémoire UVPROM type 2732 par exemple. Dans le cas présent, cette possibilité nous importe peu puisque nous supposons que si vous réalisez cette serrure, ce n'est pas pour la démonter dans quelque temps...

LE SCHEMA

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure 3, le schéma de notre

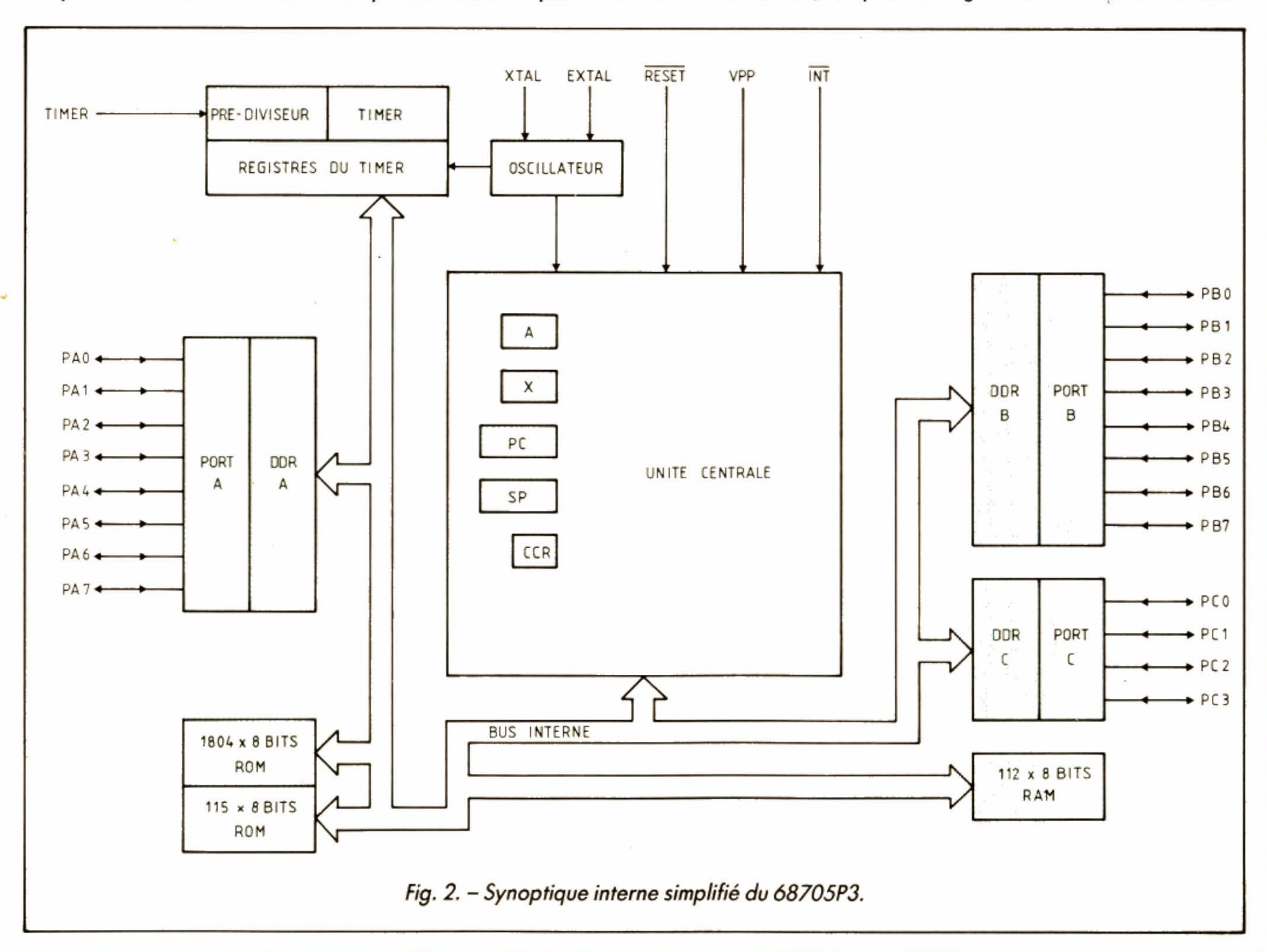
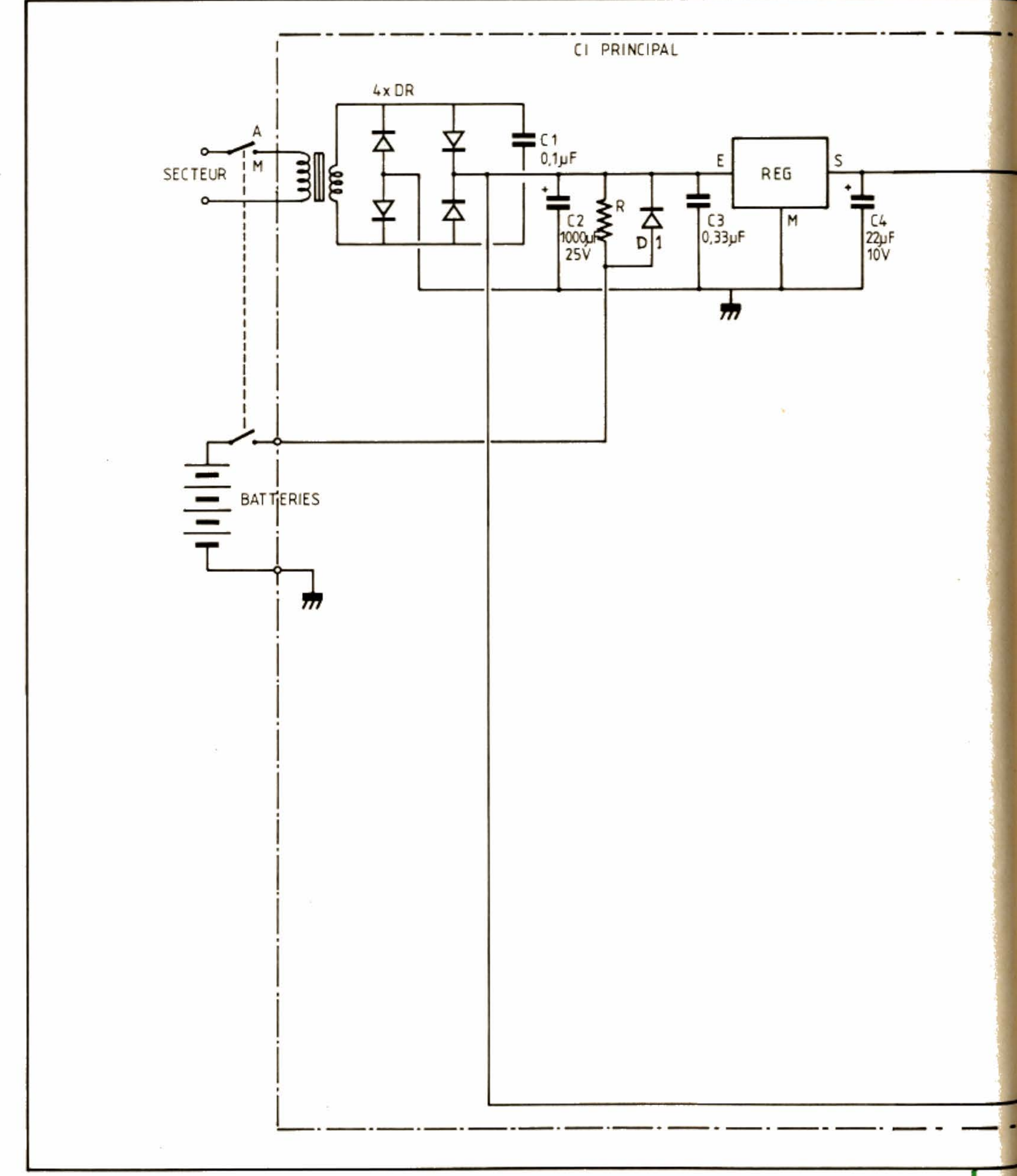


Fig. 2. – Synoptique interne simplifié du 68705P3.

serrure est très simple eu égard aux possibilités offertes.
Nous y reconnaissons une alimentation secteur des plus classiques qui, après un transformateur et une circuiterie de redressement et filtrage, alimente un régulateur intégré délivrant du 5 V. Le 68705P3 est en effet un microprocesseur compatible TTL et doit être alimenté sous cette tension. La tension avant régulation est utilisée aussi pour charger une batterie *via* la résistance R, batterie qui prend le relais pour alimenter le montage en l'absence de secteur *via* la diode D1. Nous verrons, lors de la présentation du mode d'emploi de la serrure, la raison d'être de cette batterie qui permet, évidemment, au montage de ne pas être influencé par les coupures secteur de courte durée.
Cette tension de 5 V alimente le 68705P3 via ses pattes VCC et VPP ainsi que l'afficheur 7 segments à LED AF et les résistances de mise au niveau logique haut des pattes PA4 à PA7 du microprocesseur.
La patte RESET du 68705P3 est reliée à la masse par un condensateur, assurant ainsi une remise à zéro automatique à la mise sous tension grâce au trigger de Schmitt interne. Un poussoir permet, par court-circuit de ce condensateur, de provoquer un RESET, ce qui est nécessaire pour programmer ou relire un code comme nous le verrons à la lecture du mode d'emploi.
La patte INT, qui est une entrée d'interruption, est ramenée au + 5 V car elle n'est pas utilisée dans cette application.
La patte XTAL, quant à elle, est aussi ramenée au + 5 V par une résistance, ce qui permet à l'oscillateur d'horloge interne de fonctionner sans quartz. Sa précision et sa stabilité en fréquence ne sont alors que de 10 % environ, mais c'est sans importance ici car aucune référence de temps précise n'est nécessaire. Le TIMER interne, qui lui aussi est inutilisé, voit son entrée externe mise à la masse.
Les lignes de sorties du port B, PB0 à PB7, sont utilisées pour piloter un afficheur 7 segments à LED *via* des résistances de limitation de courant. Aucun ampli n'a besoin d'être utilisé car ce port particulier du 68705P3 peut fournir directement un courant de 10 mA suffisant pour un tel afficheur. Cet afficheur permet de visualiser le code programmé par vos soins à des fins de vérification ou, plus simplement, si vous l'avez oublié... Il pilote également les deux LED du clavier qui indiquent à l'utilisateur dans quel état se trouve la serrure.
Les lignes PA0 à PA3 et PA4 à PA6 sont utilisées pour scruter le clavier qui comporte de ce fait un maximum de 12 touches. Ce clavier est câblé en matrice et l'appui sur une touche quelconque provoque ainsi un court-circuit ligne colonne. Pour scruter un tel clavier, le processus utilisé est relativement simple et se retrouve sur de nombreux systèmes à microprocesseur. Tout d'abord, les lignes PA0 à PA3



sont placées en sorties et PA4 à PA6 en entrées. Remarquez ensuite que les lignes PA4 à PA6 sont ramenées au + 5 V par des résistances. Elles présentent donc, lorsqu'aucune touche n'est actionnée, un niveau logique 1. Cela étant vu, le principe de scrutation est le suivant : le microprocesseur présente sur PA0 à PA3 les codes binaires successifs : 0111, 1011, 1101 et 1110. Après la présentation de chaque code, il vient lire l'état de PA4 à PA6. Si aucune touche n'est actionnée, il retrouve bien évidemment 111 à cause des résistances de rappel ; en revanche, si une touche est actionnée, il retrouve un 0 dans la colonne de cette dernière lorsqu' un 0 se trouve également présent sur la ligne de la touche. Connaissant alors numéro de ligne et de colonne, il sait quelle touche a été manœuvrée. Un exemple concret précisera les choses. Supposons que la touche 9 soit actionnée. Lorsque le code 1101 sera présenté sur PA0 à PA3, la ligne PA2 qui est à 0 sera reliée, par la touche 9, à la ligne PA6. Le microprocesseur lira donc sur PA4 à PA6 le code 110 et pourra, grâce à une table de décodage contenue dans son programme, savoir que cela correspond à la touche 9. Facile n'est-ce pas ?
Cette façon de faire présente un autre avantage qui est de permettre, sans aucun circuit externe, de s'affranchir des phénomènes de rebondissement dont sont victimes toutes

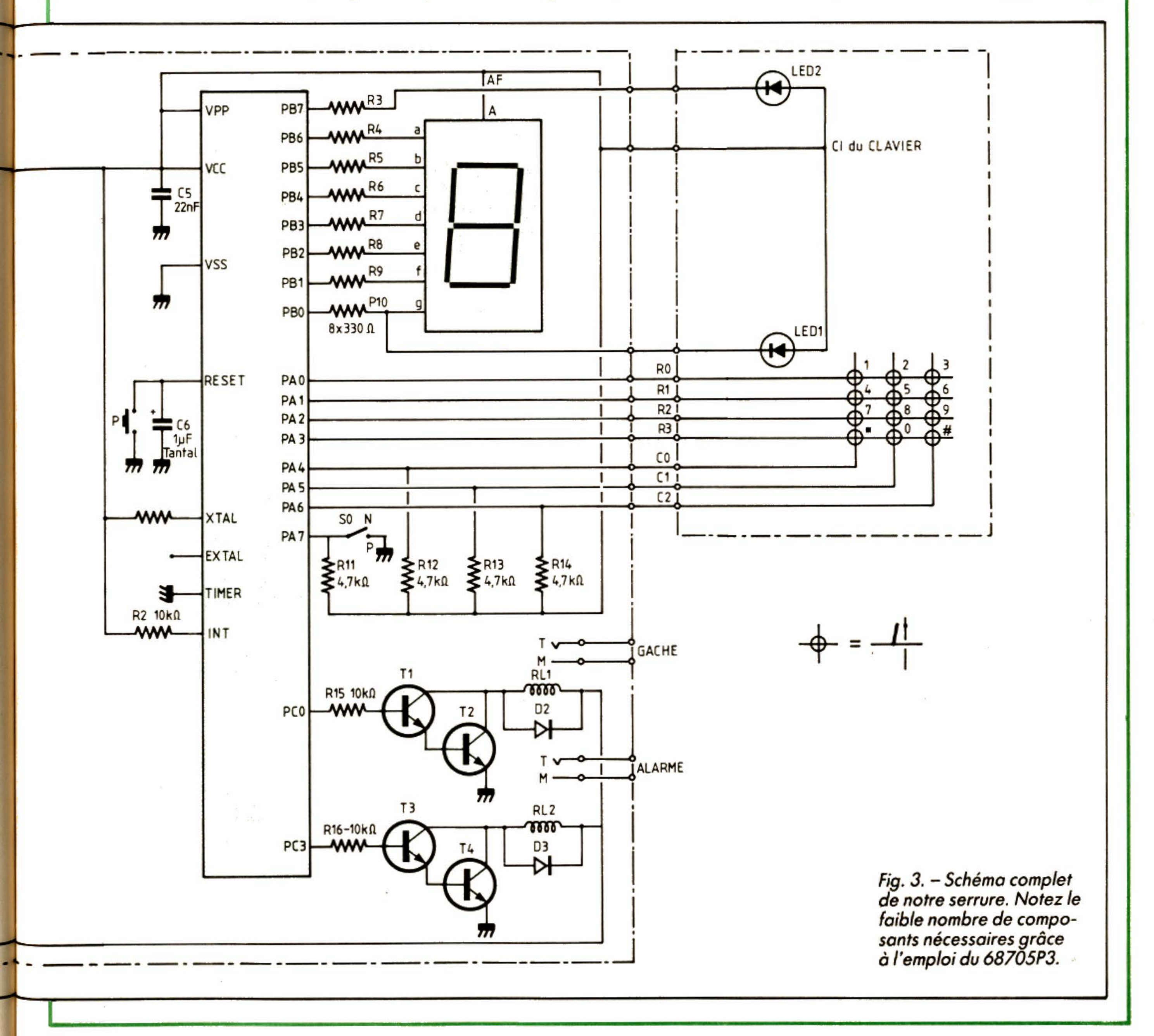


Fig. 3. – Schéma complet de notre serrure. Notez le faible nombre de composants nécessaires grâce à l'emploi du 68705P3.

les touches de claviers, aussi bonnes soient-elles. En effet, lorsque vous actionnez une touche, celle-ci ne passe pas instantanément et une seule fois de l'état ouvert à l'état fermé, elle effectue une multitude de va-et-vient très rapides entre les états ouvert et fermé pour finalement se stabiliser en position fermée. Cela dure de 1 à 5 ms selon le type de touche et, au lieu de générer une impulsion, en génère un train complet.

En logique classique, un monostable ou une bascule R-S sont utilisés pour s'affranchir de cela. Ici, il suffit de faire scruter deux fois le clavier par le programme à 5 ms d'intervalle pour être tranquille : si la même chose est lue les deux fois, il n'y a aucun doute, la touche décodée a bien été actionnée. Si une valeur différente est trouvée, il y a problème et il faut recommencer le processus de décodage.

La ligne PA7, quant à elle, est reliée à un mini-interrupteur placé sur la carte électronique qui permet de mettre le montage en mode fonctionnement normal ou en mode programmation de code. Cet interrupteur n'est évidemment accessible qu'à partir de la carte électronique.

Les sorties PC0 et PC3 enfin commandent, *via* des transistors montés en darlington, deux relais. L'un pilote la gâche électrique d'ouverture de la porte, l'autre est le relais d'alarme qui déclenchera une sirène, un composeur de numéro de téléphone ou tout autre dispositif de votre choix.

Comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure, le montage a été réalisé en deux circuits imprimés ; un circuit dit principal qui supporte toute l'électronique à l'exception des batteries et du clavier et un circuit dit du clavier qui supporte les touches et les deux LED. La liaison entre les deux peut atteindre 1 ou 2 mètres et est réalisée en câble isolé multiconducteur quelconque (câble plat ou téléphonique) afin de faciliter au maximum l'intégration du montage.

LES COMPOSANTS

La nomenclature des composants ne doit pas présenter trop de difficulté mais appelle tout de même quelques commentaires. Tout d'abord, cette réalisation utilise, pour le circuit imprimé principal, un modèle double face à trous métallisés et, pour le clavier, un modèle simple face classique. Nous publierons dans notre prochain numéro, consacré à la réalisation pratique du montage, les dessins à l'échelle 1 de ces deux circuits, mais ceux d'entre vous qui veulent se les procurer prêts à l'emploi peuvent les commander chez Facim, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis.

Le 68705P3 peut être un P3L ou un P3S, cela n'a aucune importance. De très nombreux revendeurs en ont en stock. Nous donnerons le mois prochain les indications pour le programmer.

Le choix des batteries dépend de l'autonomie dont vous voulez bénéficier en cas de coupure secteur. Il faut 6 éléments de 1,2 V et de capacité en rapport avec cette autonomie. Des modèles de la taille des piles type R20 avec une capacité de 4 Ah permettent déjà d'assurer une autonomie de 5 ou 6 heures environ.

L'élément le plus important du montage est sans conteste le clavier ; en effet, c'est lui qui est le plus exposé aux contraintes (manipulations pas toujours douces et intempéries éventuelles en cas d'utilisation en extérieur). Le circuit imprimé que nous avons réalisé peut recevoir des touches classiques type Digitast qui conviennent bien pour des applications en intérieur et à faible sollicitation. De même, un clavier souple tels ceux commercialisés par Mecanorma peut convenir pour le même type d'application. Pour des utilisations plus « sérieuses », il faut impérativement choisir un modèle professionnel au moins étanche au ruissellement. Consultez votre revendeur habituel pour cela et voyez s'il peut vous commander un tel clavier chez Secme par exemple. Le choix que nous avons fait pour le clavier (matrice 4 × 3) correspond à des types très répandus et vous ne devriez donc avoir aucune difficulté.

En ce qui concerne les relais, nous avons prévu le circuit imprimé pour des modèles type Europe qui ont l'avantage d'être peu coûteux, d'avoir un brochage standard et d'être disponibles partout. Leur tension de collage peut être comprise entre 6 et 12 V. Pour les monter facilement sur le CI, achetez en même temps le support à souder prévu à cet effet.

La résistance R, enfin, dépend de la capacité de vos batteries dont elle assure le maintien en charge. Elle va de 82 Ω pour des 400 mAh à 27 Ω pour des 4 Ah.

LE MOIS PROCHAIN

Nous terminerons cette étude le mois prochain avec la présentation des circuits imprimés et de leur câblage. Nous verrons ensuite le listing du logiciel utilisé et le mode d'emploi de la serrure qui, comme vous pourrez le constater, est particulièrement complet.

C. TAVERNIER

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : régulateur + 5 V 1 A, MC7805, µA7805, etc.
IC_2 : MC68705P3 suffixe S ou L
AF : afficheur à LED, 7 segments, anodes communes, 0,3" de haut, par ex. MAN72
T_1, T_3 : BC107, 108, 109, 182, 183, 184, 547, 548, 549
T_2, T_4 : 2N2222A
DR, D_1 : 1N4001 à 1N4007
D_2, D_3 : 1N914 ou 1N4148
LED_1, LED_2 : LED quelconques mais 1 rouge, 1 verte

Résistances à couches de carbone, 1/2 ou 1/4 W 5 %

R 1/2 W, voir texte pour valeur
8 × 330 Ω, 4 × 4,7 kΩ, 3 × 10 kΩ
1 × 15 kΩ

Condensateurs

1 × 22 nF céramique ou Mylar
1 × 0,1 µF Mylar
1 × 0,33 µF Mylar
1 × 1 µF 10 V tantale
1 × 22 µF 10 V
1 × 1 000 µF 25 V

Divers

TA : transformateur 220 V, 9 V, 8 à 10 VA.
Batteries : 6 éléments de 1,2 V 400 mAh ou plus
RL_1, RL_2 : relais format Europe, 12 V, 1 RT
2 supports 28 pattes pour le 68705P3
Clavier (voir texte)
P : touche type digitast
S0 : interrupteur en boîtier DIL 1 contact travail

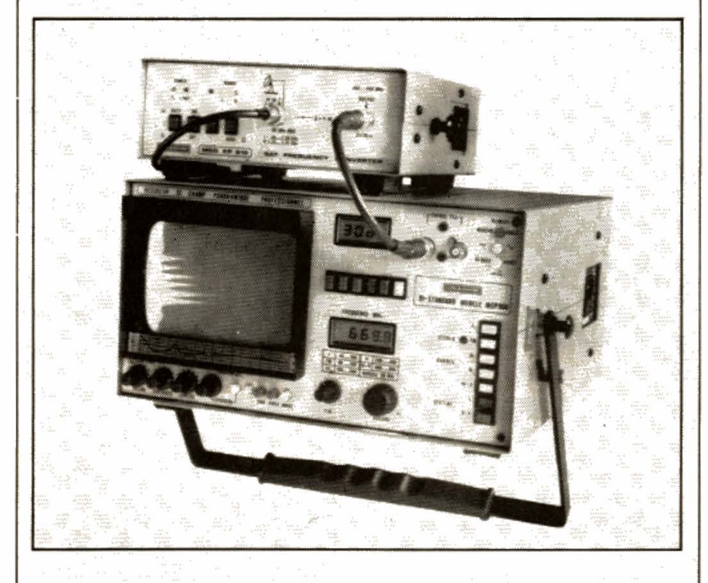
BLOC NOTES

L'ANTENNE VERS LE SATELLITE

Les signaux qui sont transmis par les satellites de télécommunication travaillent dans la plage de fréquence comprise entre 11,7 GHz et 12,56 GHz. Ces signaux sont reçus par des antennes de réception paraboliques qui nécessitent d'être orientées avec précision vers la station émettrice. Il est indispensable de disposer d'un instrument qui permette d'effectuer cette opération avec facilité. Dans ce but le convertisseur EP 810, en liaison avec un mesureur de champ, permet d'orienter la parabole avec précision et de mesurer le niveau du signal de sortie.

L'Unaohm EP 810 est un dispositif convertisseur qui transpose la fréquence FI délivrée par le convertisseur placé au foyer de la parabole (de 950 à 1 750 GHz) dans une bande de fréquence comprise entre les bandes IV et V qui peut être reçue, visualisée et mesurée par les mesureurs de champ panoramiques TV. Le mesureur de champ équipé d'une fonction « analyse de spectre » facilite le pointage d'une parabole en donnant une vue instantanée et globale de la bande de réception. Il évite la difficulté de synthonisation sur un canal précis. Cette fonction permet de visualiser simultanément tous les canaux reçus du même satellite.

En fait, l'analyseur de spectre permet de voir des signaux très faibles dès l'approche de la position correcte, et d'en voir l'évolution sans inertie, en prise directe avec les réglages d'azimuth et d'élévation. L'appareil est doté d'une alimentation autonome à batterie. La batterie, au moyen d'un convertisseur, fournit non seulement l'alimentation de l'appareil lui-même, mais aussi celle de l'ensemble de la parabole, alimenté par le câble coaxial de descente. L'appareil est de dimension réduite et s'adapte facilement aux mesureurs de champ Unaohm.



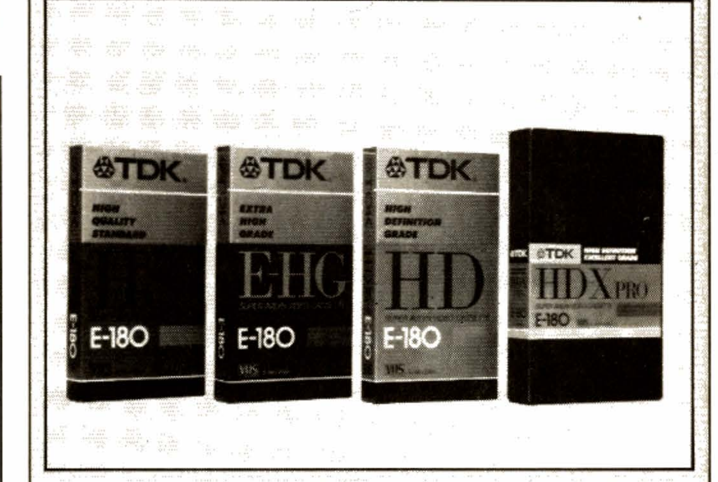
Distributeur : Synthest Instruments, Unaohm France, 74330 La Balme-de-Sillingny. Tél. : 50.68.70.32.

BLOC NOTES

DES BANDES HQ

Le niveau de limitation du blanc augmenté de HQ VHS exige une nouvelle génération de bandes vidéo. Afin d'éviter des contours flous lorsque l'image vidéo passe soudainement du noir au blanc brillant, HQ VHS a augmenté le niveau de limitation du blanc de 160 % pour des magnétoscopes conventionnels à 200 %. Le signal FM allant de pair avec ces crêtes abruptes dans la brillance de l'image cause une augmentation des ondes de bande latérale sur un côté de la fréquence principale.

En outre, comme VHS utilise des signaux de longueur d'onde très courte, la réponse haute fréquence doit également être excellente. Ceci est la clé du secret pour une qualité d'image optimale. L'augmentation de la coercitivité présente une manière d'améliorer la réponse haute fréquence, c'est vrai, mais ça n'est pas une manière très efficace pour atteindre l'équilibre nécessaire entre une bonne réponse en haute et basse fréquence.
TDK ne s'est pas engagé sur la voie d'une coercitivité augmentée avec son nouveau programme de bandes vidéo. Il a, au lieu de ce faire, amélioré la réponse haute fréquence sans sacrifier la sensibilité à basse fréquence grâce aux facteurs suivants : particules magnétiques ultrafines (HD, HD-X PRO), densité supérieure, homogénéité supérieure des couches et amélioration du lissé de la surface de la bande.



Cette augmentation est plus prononcée de quelques MHz au-dessus et en dessous de la fréquence principale. Comme les magnétoscopes domestiques utilisent des ondes de bande latérale à basse fréquence, une production adéquate de ces fréquences de bande latérale basses est cruciale pour une reproduction fidèle du signal vidéo original.
De ce fait, les bandes vidéo destinées à être utilisées dans les magnétoscopes HQ VHS doivent posséder une sensibilité basse fréquence suffisante.

Distributeur : Compagnie Electro-Son, 41-43, rue de Villeneuve, Silic 197, 94563 Rungis Cedex. Tél. : (1) 46.87.36.67.

LE MULTIPLEXAGE ET LE DEMULTIPLEXAGE DES CANAUX DE TELEVISION DANS LA BANDE DES 12 GHz

Dans le cas des transmissions simultanées de plusieurs programmes de télévision par modulation de fréquence, la nécessité de monter en fréquence est évidente puisque l'on doit véhiculer de plus en plus d'informations à partir d'une même antenne. Ce mode de transmission exige des voies multiplexées en fréquence dans la bande de 12 GHz.

Pour obtenir ce résultat il faut procéder par étapes : un premier niveau de multiplexage concerne les signaux audio et vidéo de chaque programme. Ces deux signaux une fois multiplexés représentent un signal composite dont la tension commande un oscillateur modulé en fréquence. La fréquence centrale de celui-ci est l'une des 4 porteuses de la bande de base 1 à 1,4 GHz (fig. 1).

Un deuxième niveau de multiplexage concerne les différentes porteuses modulées en fréquence et correspondant aux différents programmes.

Ces porteuses une fois multiplexées dans la bande 1 à 1,4 GHz sont transmises à l'entrée d'un mélangeur dont l'oscillateur local (10,7 GHz) permet de transposer la bande de 1 à 1,4 GHz à la bande 11,7 à 12,1 GHz par les battements 10,7 + 1 = 11,7 et 10,7 + 1,4 = 12,1 GHz. Les signaux convertis (SHF) sont amplifiés, filtrés et ensuite appliqués à une antenne hyperfréquence dont le réflecteur parabolique transmet le faisceau hertzien vers le récepteur.

L'antenne de celui-ci reçoit la bande 11,7 à 12,1 GHz dont les signaux une fois amplifiés sont convertis à l'aide d'un mélangeur oscillateur (10,7 GHz) à la bande 1 à 1,4 GHz. Cette première conversion est suivie d'une deuxième conversion de fréquence qui a pour objet de transposer le programme de télévision choisi à la deuxième fréquence intermédiaire où s'effectue le démultiplexage et la démodulation (fig. 2). Dans l'exemple ci-dessus nous n'avons envisagé que la transmission de deux canaux SHF dont chacun occupe une bande de 200 MHz.

PREMIER MULTIPLEXEUR : VIDEO ET AUDIO

Il faut d'abord multiplexer les signaux vidéo et audio de chaque programme, donc de chaque canal. C'est le cas dans le schéma de la figure 1 : le signal vidéo est amplifié dans la bande 25 Hz à 5 MHz ; le signal audio une fois amplifié commande l'oscillateur 6,5 MHz avec des excursions de ± 75 kHz max. La modulation audio couvre la bande 40 à 15 000 Hz. En sortie du multiplex, le signal composite est sensiblement celui du diagramme de la figure 1.

L'OSCILLATEUR MODULE EN FREQUENCE DANS LA BANDE INTERMEDIAIRE

Le signal multiplexé est préaccentué. Il commande l'oscillateur de la bande intermédiaire 1 à 1,4 GHz dont la fréquence centrale correspond à l'un des canaux SHF de la transmission.

Pour simplifier nous avons envisagé deux canaux SHF dans la bande 11,7 GHz à 12,1 GHz. La fréquence centrale du premier est alors 11,8 GHz. Cette fréquence est obtenue par un changement de fréquence avec un oscillateur local 10,7 MHz, ce qui implique une fréquence de l'oscillateur de la bande intermédiaire de 11,8 – 10,7 = 1,1 GHz. Celui-ci est modulé en fréquence avec des excursions réglables entre ± 3,5 et ± 7,5 MHz. L'écart de fréquence entre les canaux est de 76,72 MHz.

DEUXIEME MULTIPLEXEUR

Son rôle consiste à multiplexer les fréquences intermédiaires des différentes voies qui aboutissent ensuite aux différents canaux SHF du faisceau hertzien. Le deuxième multiplexeur de la figure 1 ne reçoit que deux voies : A et B. Le signal à l'entrée B est celui de l'oscillateur 1,1 GHz modulé en fréquence par le signal préaccentué du multiplexeur Son et Image. Le signal à l'entrée A est celui de l'oscillateur de la deuxième voie modulé en fréquence par le multiplexeur Son et Image de la deuxième voie. Le diagramme relevé en

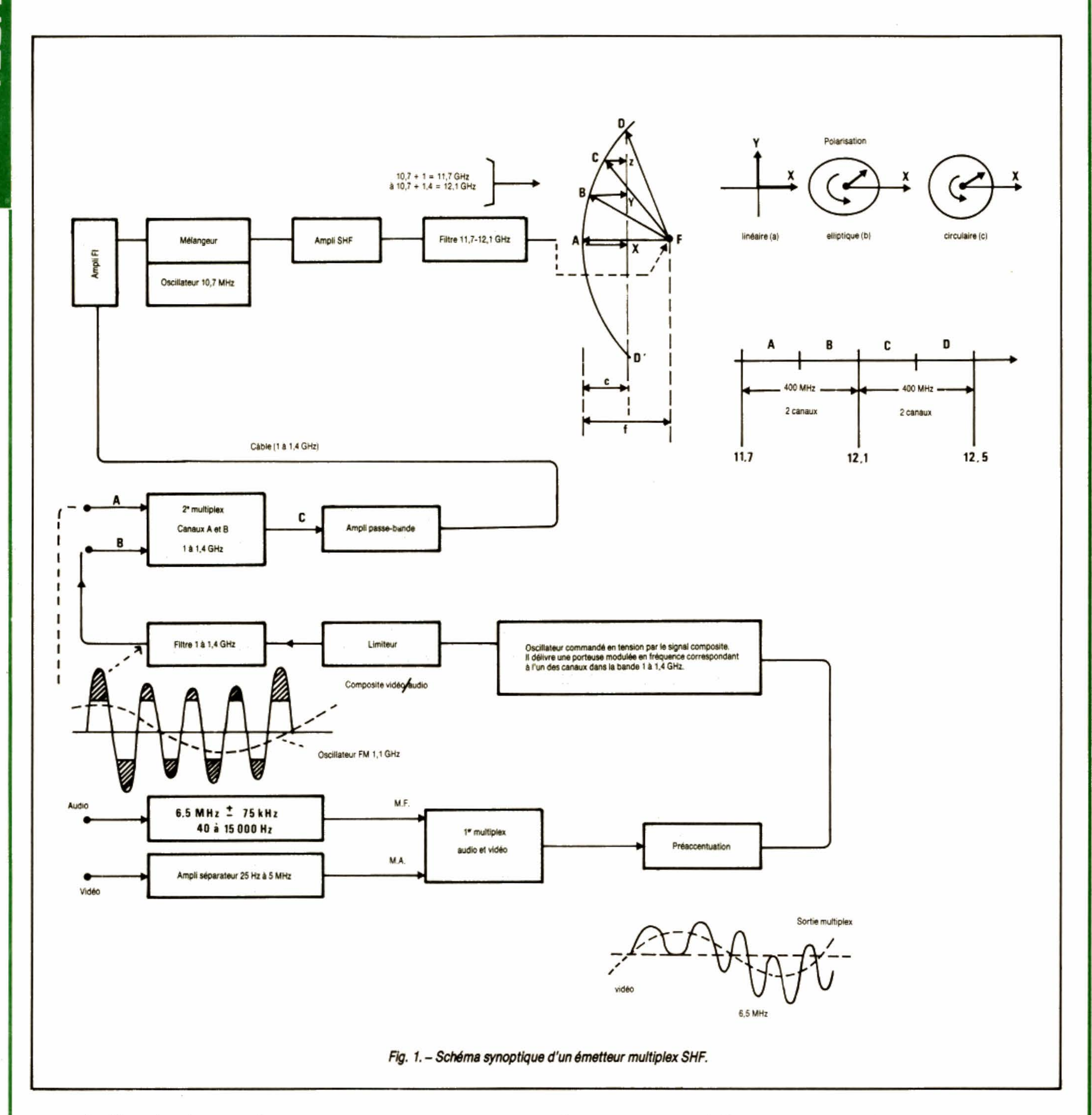


Fig. 1. – Schéma synoptique d'un émetteur multiplex SHF.

sortie du filtre de chaque voie montre l'écrêtage et le filtrage des oscillateurs. Nous sommes donc en présence en sortie C du deuxième niveau de multiplexage concernant deux oscillateurs modulés en fréquence et fonctionnant dans la bande 1 à 1,4 GHz.

CONVERTISSEUR UHF/SHF

Une fois multiplexées dans la bande 1 à 1,4 GHz, les voies sont transmises après amplification et filtrage vers la tête de l'émetteur.

Cette transmission s'effectue par câble coaxial (fig. 1). Un mélangeur reçoit les fréquences intermédiaires et délivre les fréquences très hautes grâce à son oscillateur 10,7 GHz, d'où les battements dans la bande 10,7 + 1 à 10,7 + 1,4 GHz.

L'amplification de ces fréquences pose encore quelques problèmes comme nous le verrons dans la suite. Une antenne posée devant un grand réflecteur parabolique permet d'augmenter la puissance du faisceau par sa grande directivité.

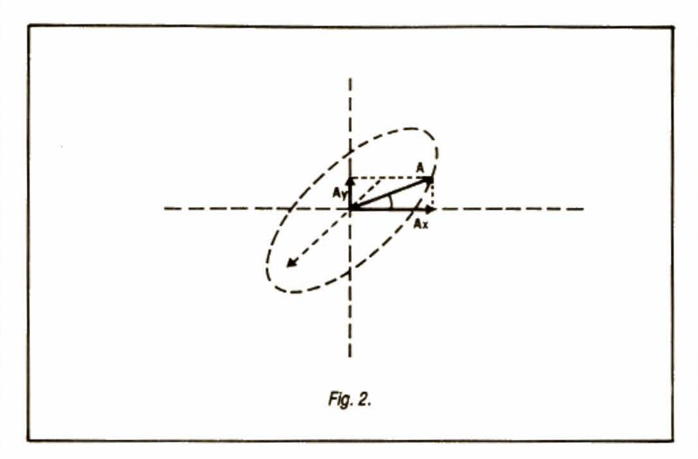


Fig. 2.

COMMENT AUGMENTER LE NOMBRE DE CANAUX ?

Dans l'exemple de la figure 1, nous nous sommes contentés de deux bandes dont chacune occupe 200 MHz, d'où les canaux A et B en SHF. Ces deux canaux correspondent à deux fréquences intermédiaires dans la bande 1 à 1,4 GHz, et à la fréquence d'un seul oscillateur 10,7 MHz. En sortie du mélangeur nous trouvons les deux canaux dans la bande 11,7 à 12,1 GHz.

En employant un deuxième oscillateur avec une fréquence de 11,1 GHz, nous pouvons élargir la bande jusqu'à 12,5 GHz du fait que le mélangeur va produire 11,1 + 1 = 12,1 jusqu'à 11,1 + 1,4 = 12,5 GHz. Il suffit donc de faire fonctionner un deuxième oscillateur sur 11,1 GHz pour obtenir la bande 12,1 à 12,5 dans laquelle on placera deux nouveaux canaux de 200 MHz comme le montre la répartition des fréquences de la figure 1.

L'oscillateur 10,7 GHz donne la bande 11,7 à 12,1 GHz avec deux canaux ; l'oscillateur 11,1 GHz donne la bande 12,1 à 12,5 GHz avec également deux canaux. Il suffit donc de commuter les oscillateurs pour transmettre l'une ou l'autre bande. Le nombre de canaux à l'entrée du multiplexeur en fréquence se trouve ainsi porté à quatre. Ceci est possible si l'oscillateur commandé en tension par le signal composite vidéo et son de chaque programme délivre en sortie une porteuse modulée en fréquence dont la fréquence centrale peut être choisie entre quatre valeurs possibles dans la bande 1 à 1,4 GHz.

Rappelons qu'un canal est une bande de fréquence employée pour transmettre des signaux et qu'une voie est un moyen de transmission entre deux points (dans un seul sens).

TETE SHF

La figure 1 montre le schéma d'une tête composée d'un filtrage suivi d'un amplificateur FI (1 à 1,4 GHz) avec un gain d'environ 20 dB, d'un mélangeur avec filtre (– 8 dB), d'un amplificateur SHF avec un gain d'environ 26 dB, d'un filtre 11,7 – 12,1 GHz et d'une antenne dont le gain est de l'ordre de 43 dB dans l'axe du faisceau. L'angle d'ouverture du réflecteur parabolique est voisin de 1,4° pour un diamètre de 1,5 m. L'ensemble source-polariseur permet une polarisation circulaire et par rotation de $\pi/4$ une polarisation linéaire. L'analogie avec un miroir optique permet de constater que FAX = FBY = FCZ = FD = f + c.

Pour une surface effective S qui est la surface d'ouverture, le gain $G = 4\pi S/\lambda_0^2$. Si l'on double le diamètre D du réflecteur, la surface d'ouverture est multipliée par 4 et le gain augmente de 6 dB mais le faisceau sera plus large. Le diamètre de la source primaire doit être de l'ordre de 0,3 D. L'onde sphérique de la source située à la distance focale F est transformée par le réflecteur parabolique en onde plane.

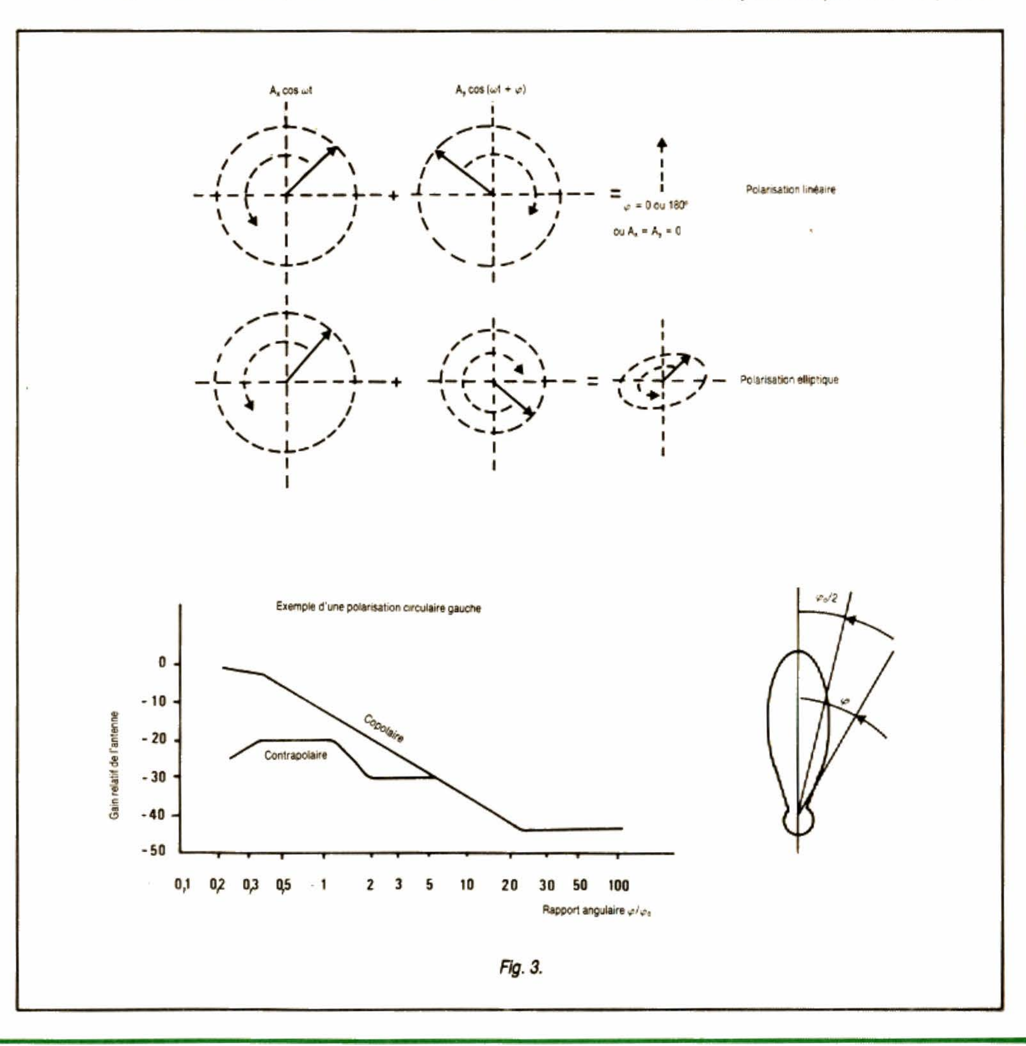


Fig. 3.

RAPPEL CONCERNANT LA POLARISATION

La polarisation de l'onde rayonnée par le réflecteur est fonction de deux vecteurs orthogonaux. Soit une onde A(t) propagée selon l'axe de l'ellipse de la figure 2, nous pouvons décomposer cette onde en deux vecteurs qui sont Ax . cos ωt et Ay . cos $(\omega t + \varphi)$ où φ représente l'angle de phase entre Ax et Ay. Dans le plan xoy, le vecteur résultant varie en fonction du temps, d'où l'ellipse décrite par l'extrémité de A. Cette ellipse indique la polarisation. Si Ax = 0 ou Ay = 0 ou $\varphi = 0°$ ou encore $\varphi = 180°$, la polarisation du vecteur A est rectiligne donc linéaire comme le montre la figure 3. Si Ax = Ay et $\varphi = 90°$ ou 270°, la polarisation est circulaire. La somme de deux ondes de polarisation circulaire peut être représentée par une polarisation elliptique.
Suivant l'amplitude des vecteurs Ax et Ay et suivant l'angle φ, la polarisation se traduit par une circulaire gauche ou une circulaire droite. En général, la polarisation est indiquée en fonction du vecteur du champ électrique dirigé dans le sens où le rayonnement est le plus fort. Si le dipôle est placé verticalement, la polarisation sera verticale.

SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN RECEPTEUR 11,7 GHz – 12,1 GHz

La propriété de base des antennes paraboliques est de transformer l'onde sphérique issue de la source située à distance focale F en onde plane (DD' fig. 1) du faisceau d'émission. L'énergie reçue dans le même plan est focalisée au point F. La tête du récepteur amplifie la bande 11 700-12 100 MHz. L'oscillateur local 10 700 MHz crée dans le mélangeur des battements dans la bande de 1 000 à 1 400 MHz du fait que 11 700 – 10 700 = 1 000 MHz et 12 100 – 10 700 = 1 400 MHz, d'où une première fréquence intermédiaire centrée vers 1 200 MHz (fig. 4) avec une largeur de bande de 400 MHz.

Cette première conversion est suivie d'une deuxième conversion de fréquence qui a pour objet de transposer le programme de télévision choisi à la deuxième fréquence intermédiaire. Celle-ci doit être supérieure au moins à la demi-largeur de la bande de fréquence contenant tous les canaux reçus afin que les oscillateurs locaux et le canal conjugué soient situés hors de cette bande. C'est le cas du synoptique de la figure 4.

En supposant que la fréquence centrale du canal choisi est de 1 100 MHz, il sera possible de convertir celui-ci à une deuxième fréquence intermédiaire de 250 MHz si le mélangeur reçoit la fréquence d'un oscillateur local 850 MHz du fait que 1 100 – 850 = 250 MHz.

Supposant ensuite que la fréquence centrale d'un autre canal choisi est 1 300 MHz. Pour que l'oscillateur local du mélangeur soit situé hors de la bande, nous devons employer le battement supérieur qui place l'oscillateur à 1 550 MHz ce qui donne 1 550 – 1 300 = 250 MHz. En commutant les oscillateurs 850 et 1 550 MHz, il est possible de

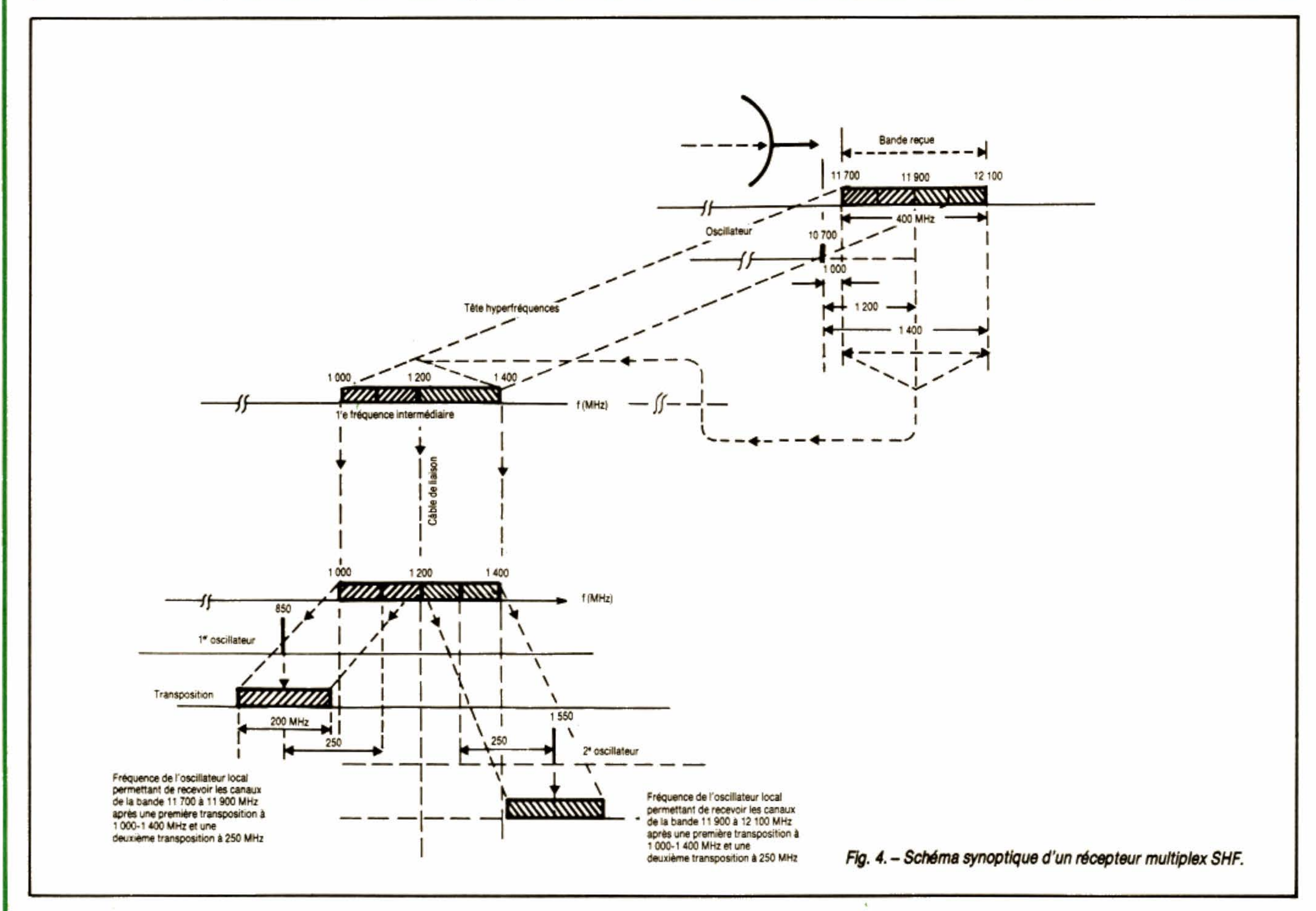


Fig. 4. – Schéma synoptique d'un récepteur multiplex SHF.

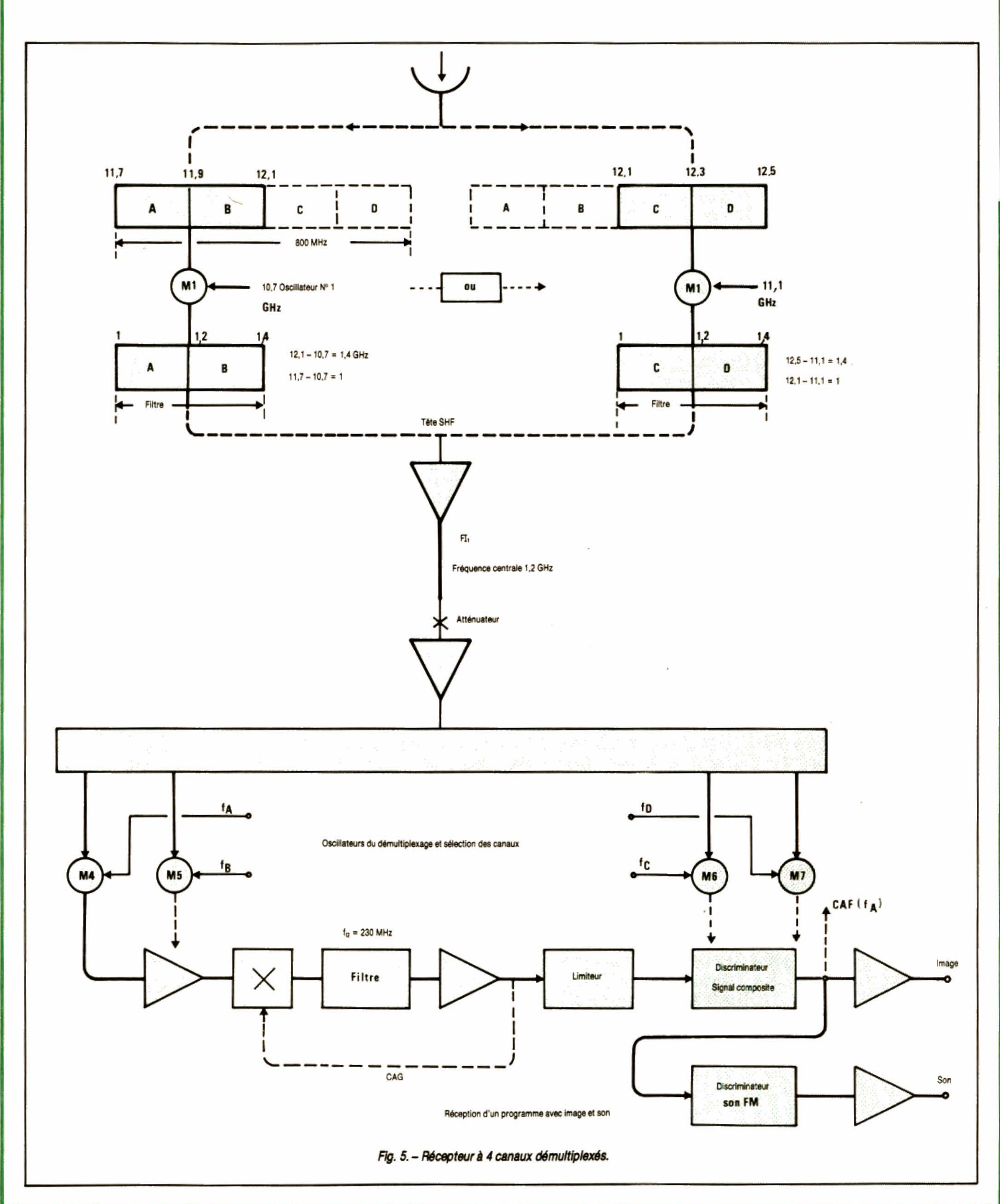


Fig. 5. – Récepteur à 4 canaux démultiplexés.

choisir l'un ou l'autre programme correspondant aux fréquences 1 100 MHz et 1 300 MHz dans la première bande intermédiaire et aux fréquences 11 800 MHz et 12 000 MHz dans la bande SHF.

LE DEMULTIPLEXAGE

Dans l'exemple ci-dessus nous n'avons envisagé que la réception de deux programmes. Rien ne nous empêche de recevoir tous les programmes de la bande 11 700-11 900 MHz et de la bande 11 900-12 100 MHz, c'est-à-dire dans la bande SHF 11 700-12 100 MHz correspondant à la première bande intermédiaire 1 000-1 400 MHz et à la fréquence centrale de la deuxième bande intermédiaire 250 MHz. Il suffit de faire varier la fréquence de chaque oscillateur local de la deuxième conversion. Exemple : la réception d'un programme de télévision dans la bande SHF à 11 900 MHz exige une première conversion 11 900 – 10 700 = 1 200 MHz suivie d'une deuxième conversion 1 200 – 250 = 950 MHz, ce qui veut dire que l'oscillateur local du récepteur doit être à 950 MHz. Si l'émission est rayonnée à 11 700 MHz, la première fréquence intermédiaire est à 11 700 – 10 700 = 1 000 MHz et la deuxième fréquence intermédiaire est à 250 MHz d'où son oscillateur local à 1 000 – 250 = 750 MHz. Conclusion : en variant la fréquence de l'oscillateur local entre 750 et 950 MHz, nous pouvons transposer toutes les fréquences SHF de la bande 11 900 à 11 700 MHz à la bande de la deuxième fréquence intermédiaire dont la fréquence centrale est 250 MHz.

Il sera donc possible de recevoir tous les programmes de la bande 11,7 à 11,9 GHz.

Il suffit d'employer le même procédé dans les conversions de la bande 11,9 à 12,1 GHz en variant la fréquence du deuxième oscillateur local. La transposition du 11,9 GHz à 250 MHz exige une première conversion 11 900 – 10 700 = 1 200 MHz et une deuxième conversion 1 450 – 1 200 = 250 MHz.

La transposition du 12,1 GHz s'effectuera par 12 100 – 10 700 = 1 400 MHz et par 1 650 – 1 400 = 250 MHz. Conclusion : en variant la fréquence de l'oscillateur local du battement supérieur entre 1 450 et 1 650 MHz, nous pouvons recevoir tous les programmes de télévision de la bande 11,9 à 12,1 GHz. L'emploi des oscillateurs à battement inférieur permet donc de démultiplexer la bande 11,7 à 11,9 GHz et l'emploi des oscillateurs à battement supérieur permet de démultiplexer la bande 11,9 à 12,1 GHz (fig. 4). Ceci impose aux oscillateurs locaux une large gamme s'étendant de 750 à 1 650 MHz.

L'ELARGISSEMENT DE LA BANDE SHF

Comme il est indiqué ci-dessus, l'emploi d'un deuxième oscillateur SHF à 11,1 GHz permet d'élargir la bande de 400 MHz du fait que le mélangeur SHF peut délivrer les battements entre 12,1 – 11,1 = 1 GHz et 12,5 – 11,1 = 1,4 GHz. C'est le cas du système Velec Sefat dont le récepteur couvre la bande 11,7 à 12,5 GHz en deux sous-bandes de 400 MHz commutables par modification de la fréquence de l'oscillateur local du convertisseur SHF. Le schéma synoptique du récepteur de la figure 5 montre la réception des programmes des canaux A et B à l'aide de l'oscillateur 10,7 GHz et la réception des programmes des canaux C et D à l'aide de l'oscillateur 11,1 GHz. Pour recevoir tous les programmes des canaux A, B, C et D, le deuxième changement de fréquence à 250 MHz impose donc aux oscillateurs locaux la même gamme d'accords s'étendant de 750 MHz à 1 650 MHz.

L'excursion de fréquence des satellites de diffusion directe est sensiblement égale au double de l'excursion de fréquence des faisceaux hertziens aux normes CCIR. Lorsqu'on multiplie par deux la fréquence d'une onde modulée en fréquence, son excursion est aussi multipliée par deux, ce qui explique que la deuxième fréquence intermédiaire du récepteur pour satellite est le double de celle des faisceaux hertziens, soit 2 × 115 = 230 MHz. Une telle fréquence permet de brancher sans démoduler les faisceaux hertziens multiprogrammes sur les faisceaux hertziens classiques. Nous avons montré en figure 1 que le multiplex Audio-Vidéo reçoit le son par une porteuse 6,5 MHz ± 75 kHz max. Sa démodulation exige de ce fait un discriminateur 6,5 MHz à la suite du discriminateur du signal composite comme le montre la figure 5. Le synoptique de cette figure montre une deuxième fréquence intermédiaire dont la valeur est supérieure à la demi-largeur de la bande de fréquence contenant tous les canaux reçus. Les oscillateurs locaux et le canal conjugué sont situés hors de cette bande. Il est ainsi possible de transposer le programme de télévision choisi dans la bande de 2 × 400 MHz située entre 11,7 et 12,5 GHz à la deuxième fréquence intermédiaire. Ne pas confondre canaux et voies !

Le récepteur de la figure 5 couvre la bande 11,7 à 12,5 GHz en deux sous-bandes, chaque sous-bande couvre 400 MHz du fait que 12,1 – 11,7 = 0,400 GHz et 12,5 – 12,1 = 0,400 GHz. Chaque sous-bande contient deux canaux A, B et C, D. Chaque canal SHF est transposé en canal UHF de 1 à 1,4 GHz. Pour passer des canaux A et B aux canaux C et D, il suffit de commuter l'oscillateur SHF de 10,7 à 11,1 GHz. La transposition des 4 canaux UHF en 4 canaux HF de 200 MHz de bande et 230 MHz de fréquence centrale exige 4 récepteurs dont 4 mélangeurs avec 4 oscillateurs. Chaque mélangeur produit des harmoniques de son oscillateur qui peuvent interférer avec les harmoniques d'un autre oscillateur, d'où la nécessité d'éliminer ces harmoniques par filtrage. La figure 5 montre également la présence d'un circuit de commande automatique de la fréquence centrale d'une porteuse (CAF) à l'entrée. Une variation de fréquence de ± 5 MHz en sortie du discriminateur 230 MHz de la porteuse est ramenée par la CAF à ± 0,5 MHz.

AMPLIFICATION DES SIGNAUX SHF

Dans le domaine des SHF, les transistors à l'arséniure de gallium (AsGa) sont très supérieurs aux transistors de silicium en ce qui concerne le gain, le facteur de bruit et la température (– 200 °C à + 200 °C). La mobilité élevée des électrons est due à la diminution de l'interaction coulombienne entre électrons et centres d'impuretés ionisés.

Il existe des transistors AsGa à effet de champ dont le gain est de 11 dB à 12 GHz avec un facteur de bruit de 1,2 dB. Le gallium, contrairement au silicium, est rare. L'arsenic est très toxique. La fabrication des transistors AsGa est cinq fois plus onéreuse que celle du silicium. Actuellement on ne peut intégrer que 3 000 à 4 000 transistors AsGa par puce au lieu de 40 000 en silicium. Cela n'empêche pas que les AsGa s'imposent dans les télécommunications SHF où ils peuvent délivrer quelques watts.

Le souci des fabricants de transistors est double, monter en fréquence mais également pouvoir délivrer des puissances de plus en plus élevées afin de pouvoir équiper les étages de puissance à 12 GHz.

R. Aschen

BIBLIOGRAPHIE

- Velec Sefat, 12 GHz Multichannels Links.
- Philips, Sivers Lab, Expériences de base en hyperfréquences.
- Ch. Pannel : Satellites (*Le Haut-Parleur* de novembre et décembre 1985, janvier 1986).
- R. Aschen, Cours de télécom, ENSEA.

PROMOTION PROLONGEE JUSQU'AU 16 NOVEMBRE

ATTENTION LES PRIX PROMOTIONNELS
SONT DE 20 % à 30 % INFERIEURS
A NOTRE TARIF HABITUEL (déjà très bas)
et NE POURRONT ETRE ACCORDES
APRES LE 16 NOVEMBRE 1987



ATTENTION. Tous ces prix sont reservés impérativement aux clients lecteurs du HAUT-PARLEUR et s'entendent matériel emporté. Ces prix seront consentis que sur présentation de la carte spéciale (lecteur du H.P.).
Nous la réclamer en joignant une enveloppe timbrée.

CLIMTON

Pour pavillons, maisons de campagne, locaux commerciaux



AIR CHAUD PULSE
Si votre GENERATEUR AIR PULSE à mazout (quelle que soit sa marque) vous pose des problèmes, **EQUIPEZ-LE D'UN BLOC DE CHAUFFE ELECTRIQUE CLIMTON A HAUTES PERFORMANCES**
- Sans modification du réseau de gaines existant,
- Entièrement automatique contacteur de puissance plusieurs allures de chauffe
- Résistances blindées
- Sécurité de surchauffe
- Régulation automatique : de la température de sortie d'air chaud - de la sélection automatique des allures de chauffe par régulateur à plusieurs étages - Position ETE : ventilation air frais - Thermostat ambiance mural

ou

remplacez-LE PAR LE GENERATEUR ELECTRIQUE CLIMTON (documentation sur demande)
Carrosserie peinture martelée
Turbine tangentielle silencieuse (système centrifuge).

Caractéristiques identiques pour bloc et générateur
Toutes puissances de 6 kW à 27 kW, toutes tensions MONO ou TRIPHASE, chauffe jusqu'à 750 m³
PUISSANCES SUPERIEURES : **nous consulter**.

CHAUFFE-EAU ELECTRIQUE A ACCUMULATION

GARANTIE 5 ANS

	VERTICAL	HORIZONTAL
75 litres	1 060 F	
100 litres	1 190 F	1 335 F
150 litres	1 320 F	1 490 F
200 litres	1 490 F	1 790 F
300 litres	2 540 F	2 720 F

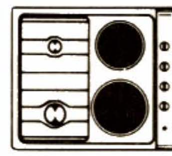
SERIE GARANTIE 10 ANS
Cuve émaillée 2 couches, 2 passages au four à 850°.
CARROSSERIE : ACIER PEINT à partir de résine époxy polyester en poudre appliqué par procédé électrostatique et polymérisée au four.
ANODE en magnésium - garantie de longévité THERMOSTAT REGLABLE.

GARANTIE : 10 ANS SUR LA CUVE 2 ANS Résistance et Thermostat

	VERTICAL	HORIZONTAL
75 litres	1 190 F	—
100 litres	1 380 F	1 480 F
150 litres	1 490 F	1 650 F
200 litres	1 690 F	1 980 F
300 litres	2 890 F	2 990 F

LES ENCASTRABLES

TABLES DE CUISSON
Extra-plates
3 cm d'épaisseur
DERNIERS MODELES



Vert foncé
Marron
Terre de France

Port dû

4 feux GAZ allumage électrique	820 F
4 feux MIXTE 2 gaz + 2 élect.	830 F
4 feux MIXTE 3 gaz + 1 élect.	890 F
4 feux TOUT ELECTRIQUE	890 F

NOUVEAU à encastrer ou à poser, extra-plat

2 feux Tout électrique	550 F
1 feu Electrique	320 F

FOURS A ENCASTRER

TOUT ELECTRIQUE

Thermostat - Horloge minuterie - Intérieur émail - Super porte latérale droite ou gauche -

Tourne-broche	1 390 F
Chaleur tournante	1 690 F

LE PLUS GRAND CHOIX DE CONVECTEURS AUX MEILLEURS PRIX

Tous nos CONVECTEURS MURAUX sont aux normes NF. Il ne s'agit pas d'appareils déballés ou hors normes mais de modèles absolument NEUFS en EMBALLAGE d'ORIGINE et vendu avec garantie. TOUTEFOIS... LES QUANTITES SONT LIMITEES et aussi quelques CONVECTEURS NEUFS déballés, garantis, depuis 150 F.

CHAUFFAGE ELECTRIQUE CONVECTEURS

RADIAL. Résistance blindée thermostat à bulbe.

Puissance	Tarif	Vendu
1 000 W	290 F	190 F
1 500 W	390 F	290 F
1 750 W	450 F	340 F
2 000 W	490 F	370 F

DIMPLEX. Extra-plat, résistance blindée à ailette.

Puissance	Tarif	Vendu
1 000 W	489 F	342 F
1 500 W	677 F	393 F
2 000 W	744 F	490 F

AIRELEC. Extra-plat, résistance blindée à ailette et bulbe.

500 W	prix sensass. 290 F
1 000 W	prix sensass. 370 F
1 500 W	prix sensass. 430 F
2 000 W	prix sensass. 430 F

TERMELEC. Très beau matériel.

1 000 W	prix net 240 F
1 500 W	prix net 380 F
2 000 W	prix net 420 F

QUANTITE LIMITEE

AIRELEC. Double isolement, peut se placer près de la baignoire en toute sécurité.
Sortie air frontale.

500 W	290 F
1 000 W	330 F
1 500 W	390 F
1 750 W	430 F
2 000 W	480 F

SERIE LUXE. Sortie frontale avec grille, angles arrondis, double isolement.

1 000 W	370 F
1 500 W	420 F
2 000 W	490 F

QUANTITE LIMITEE

SERIF série luxe.
Sortie frontale à grille anodisée.

1 000 W	Net 390 F
1 500 W	Net 430 F
2 000 W	Net 490 F

QUANTITE LIMITEE

ET DE NOMBREUX CONVECTEURS NEUFS DEBALLES à partir de 150 F. A VOIR SUR PLACE

PANNEAUX RADIANTS

ECONOMIE D'ENERGIE
TRES LUXUEUX EXTRA-PLAT FIXATION MURALE

Série DS — **PRIX EN BAISSE**
En option : Roulettes et programmateur.
2 allures de chauffe - Thermostat d'ambiance

1 000 W	790 F
1 500 W	890 F
1 800 W	990 F

Port dû

MINI FOUR

extra MEZIERES avec thermostat

NET **390 F** Port dû

RECHAUD ELECTRIQUE

2 FEUX

NET **330 F** Port dû

PLAQUES DE CUISSON ELECTRIQUES

Ø 145

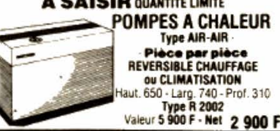
Standard 1 000 W	130 F
Rapide 1 500 W	165 F



Ø 180

Standard 1 500 W	170 F
Rapide 2 000 W	195 F

A SAISIR QUANTITE LIMITE
POMPES A CHALEUR
Type AIR-AIR
Pièce par pièce
REVERSIBLE CHAUFFAGE ou CLIMATISATION
Haut. 650 - Larg. 740 - Prof. 310
Type R 2002
Valeur 5 900 F - Net **2 900 F**



CONVECTEUR SUR PIED - TRES BEL ARTICLE
2000 W 2 allures. Thermostat d'ambiance.

l'unité	290 F
par 2 l'unité	270 F
par 4 l'unité	250 F
par 8 l'unité	230 F

Photos non contractuelles — Port dû

SENSATIONNEL

THERMOSTAT D'AMBIANCE A HORLOGE
HORLOGE A QUARTZ à deux THERMOSTATS
Cet appareil de type professionnel peut équiper toutes chaudières ou générateurs à fuel, mazout et tous chauffages électriques.
Réglage 6° à 30° par 2 thermostats réglables séparément (température normale et température réduite)
- Sélecteur à 3 positions
- Automatique par horloge
- Température normale permanente.

Réserve de marche en cas de panne de courant.

MODELE 24 H ou hebdomadaire (à prévoir) — Net **690 F** Port 30 F
MODELE MIXTE 24 h et hebdomadaire — NET **850 F** Port 30 F

ACCESSOIRES ET PIECES

Thermostats ambiance (PORT 25 F)
- bilame 16 A : **30 F**
- bulbe 16 A pour convecteurs **100 F**
- Ambiance mural 10 A **90 F**
- Ambiance mural 16 A **140 F**

RESISTANCES pour CONVECTEURS et divers. Nombreux modèles, blindées, à ailettes, boudinées, etc., de **50 F à 120 F** (à voir sur place).
CONTACTEURS JOUR/NUIT pour chauffe-eau, accu de **290 F à 390 F** selon puissances.

ARRIVAGE EXTRACTEURS

GROUPES COMPLETS de VENTILATION ou EXTRACTION TOUTES PUISSANCES
pour tous usages
de 600 à 1 800 m³/heure.
Pour particuliers - Restaurants
USAGES PROFESSIONNELS
de **700 F** à **1 400 F**

CHAUDIERES ELECTRIQUES DE CHAUFFAGE CENTRAL

Pour installations nouvelles ou pour REMPLACEMENT d'anciennes chaudières (fuel, gaz ou charbon).
TOUTES PUISSANCES, TOUS COURANTS.
Modèle MURAL livrées COMPLETES.
TOUT EST INCORPORE.

- VASE D'EXPANSION
- POMPE DE CIRCULATION
- SOUPAPE DE SECURITE
- PURGEUR AUTOMATIQUE
- REGULATION THERMIQUE ET SECURITE
- SEQUENCEUR DE DELESTAGE AUTOMATIQUE et REMISE EN SERVICE DES PUISSANCES.

6 KVA	6 579 F	au lieu de 9 399 F
9 KVA	6 764 F	au lieu de 9 663 F
12 KVA	6 999 F	au lieu de 10 061 F
15 KVA	7 340 F	au lieu de 10 487 F
18 KVA	8 763 F	au lieu de 12 519 F
24 KVA	9 207 F	au lieu de 13 154 F

CHAUFFAGE SALLE DE BAINS

INFRAROUGE MURAL

1 000 W	220 F
1 800 W	280 F

(pas d'expédition)



MODELE mural - 2 000 watts
Thermostat d'ambiance
Marque RADIAL **395 F** Port 50 F

HOTTES DE CUISINE

PLUSIEURS MODELES EN STOCK
MODELE 3 vitesses. Distrib. ELF - ANTARGAZ.
Double éclairage. Visière en verre fumé.
Mixte : évacuation extérieure ou recyclage intérieur par filtre CHARBON-ACTIF (en option).



Réglage par curseurs.
Laqué marron :
Laqué blanc :
420 F

GROUPE ASPIRANT ENCASTRABLE
TRES PERFORMANT - DOUBLE ECLAIRAGE
TRES GRAND CHOIX 2 vitesses — Port dû

Modèle standard	490 F
Modèle puissant	630 F

3 VITESSES

Modèles 540 m³/h	750 F

TURBINES TANGENTIELLES

Elément tournant Ø 60, L 170	160 F
Elément tournant Ø 60, L 300	200 F

TURBINES GRAND MODELE
TRES GROS DEBIT
de 600 à 1 800 m³/h. NEUVES
de 700 F à 1 800 F selon modèle.
A VOIR SUR PLACE

DERNIERE MINUTE

TURBINE SPECIALE pour hotte de cuisine avec gaine.
l'unité **150 F** par 3 l'unité **110 F**
Port 40 F pièce à joindre à la commande

ARRIVAGE

TURBINES I.T.T.
Ultra silencieuse - Elément tournant L 170 mm - Ø 50 mm
L'unité : 160 F - Par 2 : 120 F l'unité
Quantité limitée

CONDITIONS GENERALES

Nos prix s'entendent T.T.C. PHOTOS ET DESSINS NON CONTRACTUELS.
Règlement : comptant à la commande. CREDIT GRATUIT sur 3 mois (40 % à la commande). A partir de 4 000 F d'achat. Carte Bleue acceptée.
EXPEDITION dans toute la France.
PORT : montant indiqué dans chaque RUBRIQUE, si non indiqué. PORT DÛ.
Nos prix sont valables juqu'au 16.11.87 et dans la limite des stocks disponibles
OUVERT de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h 30 à 19 h
OUVERT LE SAMEDI MATIN. LUNDI ouverture à 14 h 30

FILTROCAL - THERMIC

9, avenue de Verdun, 94200 IVRY-sur-SEINE
LIMITE PARIS (à 20 m à gauche après le périphérique)
A 200 m, Métro : PORTE CHOISY - Tél. : (1) 46.58.42.08

BON DE COMMANDE EXPRESS

Nom : ....
Adresse : ....
....
Veuillez m'expédier : ....
....
Ci-joint F : ....